

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO

LUT School of Energy Systems

Sähkötekniikan koulutusohjelma

Mikko Salonen

**VERKKOVAIHTOSUUNTAAJAKÄYTÖN VERKON PUOLEN EMI-SUODATTI-
MEN INDUKTIIVISTEN KOMPONENTTIEN VALINTA JA MITOITUS**

Työn tarkastajat: Professori Pertti Silventoinen
 TkT Markku Jokinen

TIIVISTELMÄ

Lappeenranta University of Technology
LUT School of Energy Systems
Sähkötekniikka

Mikko Salonen

Verkkovaihtosuuntaajakäytön verkon puolen EMI-suodattimen induktiivisten komponenttien valinta ja mitoitus

Diplomityö
2018

129 sivua, 35 kuvaa, 15 taulukkoa ja 3 liitettä.

Tarkastajat: Professori Pertti Silventoinen
TkT Markku Jokinen

Hakusanat: EMC, EMI, sähkömagneettinen, häiriö, johtuva, suodatin, yhteismuotoinen, eromuotoinen, kuristin, sydän, sydänmateriaali, ferriitti, nanocrystalline

Tämän diplomityön tavoite oli optimoida sähkömagneettista häiriötä suodattava yhteismuotoinen kuristin verkkovaihtosuuntaajan ja sähköverkon väliin. Tutkimuksessa esitellään erilaisia kuristimien sydämien muotoja ja materiaaleja, pääpainon ollessa sydänmateriaaleissa ja niiden keskeisissä eroissa. Työ sisältää sekä kirjallisuustyö osuuden että laboratoriossa suoritettuja mittauksia. Lähteinä käytettiin alan kirjallisuutta, IEEE:n artikkeleita, verkkodokumentteja ja kuristimien sydänvalmistajien kotisivuja.

Tutkimuksessa kävi ilmi, että eri sydänmateriaalien ominaisuudet ja käyttäytymiset poikkeavat toisistaan valtavasti. Matala permeabiliteettisin ferriitti ja matalapermeabiliteettiset nanocrystallinet osoittautuivat kaikista parhaimmiksi kyllästymiskokeiden jälkeen. Muut materiaalit kyllästyvät liian helposti soveltuakseen käyttöön verkkovaihtosuuntaajien kanssa.

Tutkimuksen johtopäätöksenä todetaan, että sydänmateriaalin optimointia varten olisi hyvä tietää, minkä taajuisia ja suuruisia yhteismuotoisia häiriövirtoja piirissä kulkee. Mikäli häiriöistä ei tiedetä etukäteen, on optimointi vaikeaa, sillä eri sydänmateriaalit käyttäytyvät hyvin eri tavoin.

ABSTRACT

Lappeenranta University of Technology
LUT School of Energy Systems
Electrical Engineering

Mikko Salonen

Choosing and designing of an inverter's grid side EMI filter's inductive components

Master's thesis

2018

129 pages, 35 figures, 15 tables and 3 appendix

Examiners: Professor Pertti Silventoinen
D. Sc. Markku Jokinen

Keywords: EMC, EMI, electromagnetic, interference, conducted, filter, common mode, differential mode, choke, core, core material, ferrite, nanocrystalline

The target of this Master's Thesis was to optimize a common mode choke for use between the grid and an inverter. Different kinds of choke core shapes and materials are presented in this thesis, but the main focus is on core materials and their differences. The thesis includes both literature research and measurements done in the laboratory.

During the research, it became apparent that the different core materials' properties and behaviors have vast differences. The low permeability ferrite and nanocrystalline materials turned out to be the best after the saturation tests were done. The other, higher permeability materials saturate too easily for use with inverters.

The conclusions state that in order to optimize the core material, the frequencies and amplitudes of the common mode interference current should be known. In cases, where there is no information about the disturbances, it's difficult to do the optimization due to the differences in the behaviors of the core materials.

ALKUSANAT

Tämä diplomityö on tehty KONE Oyj:n Drive-tiimille. Haluan kiittää Drive-tiimin entistä vetäjää Vesa-Matti Koistista ja nykyistä vetäjää Lauri Stolttia diplomityöpaikan järjestämisestä. Suuret kiitokset myös Juhamatti Nikanderille diplomityön aiheen keksimisestä ja esitlemisestä. Haluan myös kiittää muita tiimin jäseniä hyvästä hengestä ja hyvistä neuvoista diplomityöhön liittyen.

Erityisen suuri kiitos kuuluu myös ohjaajilleni Professori Pertti Silventoiselle ja Markku Jokiselle hyvistä neuvoista, nopeista vastauksista, kannustuksesta sekä kärsivällisyydestä työn pitkittyessä. Markulle erityiskiitos hyvistä ideoista, työn rajauksen auttamisesta sekä materiaali tilauksien hoitamisesta.

Suuri kiitos myös opiskelukavereilleni, jotka tekivät opiskeluvuosista ikimuistoisia ja pitivät yllä hyvää henkeä niin opiskelujen aikana kuin jo työelämään siirtymisenkin jälkeen.

Haluan myös kiittää vanhempiani, jotka ovat tukeneet ja kannustaneet minua koko opintojeni ajan. Lopuksi haluan vielä kiittää vaimoani Yinxiniä ymmärryksestä, tuesta ja kärsivällisyydestä, kun diplomityön viimeistely vain venyi ja venyi.

Hyvinkäällä 17.05.2018

Mikko Salonen

SISÄLLYSLUETTELO

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

1.	JOHDANTO	9
1.1	Tutkimuksen tavoitteet	10
1.2	Tutkimuksen rajaus	11
1.3	Tutkimuksen rakenne	11
2.	SÄHKÖMAGNEETTINEN HÄIRIÖ	12
2.1	Kytkeytyminen ja tyypit	12
2.1.1	Säteilevät häiriöt	13
2.1.2	Johtuvat häiriöt	14
2.1.3	Johtuvien häiriöiden mittaaminen	15
3.	EMI-SUODATIN	18
3.1	Komponentit	19
3.1.1	Kondensaattori	19
3.1.2	Kuristin	22
3.2	Topologiat	26
3.3	EMI-suodattimen suunnitteluvaiheet	30
4.	KURISTIMIEN SYDÄMIEN ERILAISET MUODOT	31
5.	KURISTIMIEN ERI SYDÄNMATERIAALIEN OMINAISUUKSISTA	33
5.1	Ilma	37
5.2	Piiteräs	38
5.3	Pulveri	39
5.3.1	Rautapulveri	41
5.3.2	Sendust / Koolmu	41
5.3.3	MPP	42
5.3.4	High Flux	42
5.3.5	Xflux / Mega Flux	42
5.4	Metallinen lasi	43
5.5	Ferriitti	44
5.5.1	Mangaani-sinkki (MnZn)	45
5.5.2	Nikkeli-sinkki (NiZn)	47
5.6	Nanocrystalline	49
6.	KURISTIMEN SUUNNITTELU	53
6.1	Käämilangan mitoitus	53
6.2	Käämitysten tyyppi	55
6.3	Käämitysten kulma	55
6.4	Sydämen koon määrittäminen	56
6.5	Yhteismuotoisen kyllästysvirran laskeminen	59
6.6	Hajavuo ja eromuotoinen kyllästysvirta	61
7.	MITTAUSJÄRJESTELYT JA -TULOKSET	64
7.1	Mittausjärjestelyt	64
7.1.1	Kuristimien induktanssien, resistanssien, impedanssien, impedanssien kulmien sekä DC resistanssien mittaaminen	64
7.1.2	Yhteismuotoisen vaimennuksen mittaaminen	66
7.1.3	Yhteismuotoisen kyllästysvirran mittaaminen	68
7.1.4	Hajavuon mittaaminen	69

7.2	A_L arvojen selvittäminen	70
7.2.1	Valmiit kuristimet	72
7.3	Yhteismuotoinen induktanssi, resistanssi, impedanssi sekä impedanssin vaihekulma.....	75
7.3.1	Induktanssi	75
7.3.2	Resistanssi.....	79
7.3.3	Impedanssi	82
7.3.4	Impedanssin vaihekulma.....	84
7.4	Yhteismuotoinen vaimennus.....	87
7.5	Yhteismuotoinen vaimennus eri lämpötiloissa	92
7.5.1	Ferriitti (Magnetics Inc, ”W”)	92
7.5.2	Nanocrystalline (VAC W628)	95
7.6	Yhteismuotoinen kyllästysvirta	96
7.7	Hajainduktanssi.....	101
7.8	R_{dc} mittaukset.....	107
7.9	Kuristimien kokojen vertailua	110
8.	JOHTOPÄÄTÖKSET	112
8.1	Induktanssi, resistanssi, impedanssi ja impedanssi vaihekulma	112
8.2	Yhteismuotoinen vaimennus.....	112
8.3	Yhteismuotoinen vaimennus eri lämpötiloissa	113
8.4	CM kyllästyminen.....	114
8.5	Hajavuo	114
8.6	R_{dc} ja käämihäviöt	115
8.7	Dimensiot.....	115
8.8	Yhdistelmäydämet.....	116
8.9	Yleisesti	117
8.10	Jatkotutkimusta	117
9.	YHTEENVETO	118
	LÄHTEET	122

LIITTEET

LIITE I: Amperen lain johtaminen

LIITE II: Esimerkki kuristimen suunnittelun vaiheista

LIITE III: Kupari ja alumiini käämilankoina

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

Roomalaiset aakkoset

<i>A</i>	magneettinen poikkipinta-ala
<i>B</i>	magneettivuon tiheys
<i>C</i>	kapasitanssi
<i>d</i>	halkaisija
<i>f</i>	taajuus
<i>H</i>	magneettikentän voimakkuus
<i>I</i>	virta
<i>j</i>	imaginääri
<i>k</i>	kytkentäkerroin
<i>L</i>	induktanssi
<i>l</i>	magneettinen pituus
<i>M</i>	keskinäisinduktanssi
<i>N</i>	käämikierrosten lukumäärä
<i>R</i>	resistanssi
<i>U</i>	jännite
<i>Z</i>	impedanssi

Kreikkalaiset aakkoset

μ	permeabiliteetti
ω	kulmataajuus
θ	käämityksen kulma

Alaindeksit

0	ilmasydämen
σ	haja
ac	vaihtosähkö
cm	yhteismuotoinen
dc	tasasähkö
dm	eromuotoinen
cu	kupari

e	magneettinen
max	maksimi
min	minimi
rms	tehollisarvo
s	sarja
sat	kyllästys
w	käämi
x	x-kondensaattori
y	y-kondensaattori

Yläindeksit

'	reaaliosa
''	imaginääriosa

Lyhenteet

CM	Yhteismuotoinen (engl. Common mode)
CISPR	International Special Committee on Radio Interference
DM	Eromuotoinen (engl. Differential mode)
EMC	Sähkömagneettinen yhteensopivuus (engl. Electromagnetic compatibility)
EMI	Sähkömagneettinen häiriö (engl. Electromagnetic interference)
LISN	Keinoverkko (engl. Line impedance stabilization network)
lkm	Lukumäärä
MnZn	Mangaani-sinkki (engl. Manganese-Zinc)
MPP	Molypermalloy pulveri (engl. Molypermalloy powder)
NiZn	Nikkeli-sinkki (engl. Nickel-Zinc)
RFI	Radiotaajuinen häiriö (engl. Radio frequency interference)

1. JOHDANTO

Sähkön ja sähkölaitteiden käyttö kasvaa jatkuvasti yhteiskunnassamme. Sähkölaitteiden kasvava määrä puolestaan kasvattaa sähkön tarvetta, joten sitä pitää tuottaa aina vain enemmän ja enemmän. Nykyään energiatehokkuus ja vihreät arvot tuntuvatkin olevan muodissa, joten erilaisia tavat pienentää energian kulutusta ja parantaa energiatehokkuutta ovat jatkuvasti mietinnässä. Energiatehokkuus vaikuttaa myös olevan myyntivaltti, sillä sitä usein korostetaan erilaisten sähkölaitteiden mainoksissa.

Energiatehokkuuden parantamiseksi myös teollisuudessa ollaan alettu miettiä uusia keinoja säästää käytetyn energian määrää. Yksi nykyään varsin suosittu keino on syöttää sähkömotorien jarrutuksissa tuottama teho takaisin verkkoon sen sijaan, että se kulutettaisiin niin sanotuissa jarruvastuksissa. Energian verkkoon syöttämiseksi taajuusmuuttajien verkonpuoleinen diodisilta on korvattu verkkovaihtosuuntaajalla, jonka eristehila-bipolaaritransistoreita (engl. Insulated-Gate Bipolar Transistor, IGBT) sopivasti kytkemällä voidaan syöttää sopivan taajuista sähköä sähköverkkoon päin.

Verkkovaihtosuuntaajien verkkoon syöttämä sähkö ei kuitenkaan ole sinimäistä vaihtosähköä, vaan PWM:ää eli pulssinleveysmodulaatiota (engl. Pulse width modulation). Tästä syystä verkkovaihtosuuntaajan ja sähköverkon väliin täytyykin kytkeä L-, L + LC- tai LCL-suodatin, joka suodattaa rippelet ja muuntaa sähkön sinimäisemmäksi. Edellä mainittujen suodattimien tarkoitus on myös suodattaa verkon harmonisia taajuuksia sekä verkkosillan kytkentätaajuisia virtoja ja sen harmonisia.

Verkkosillat tuottavat paljon ero- ja yhteismuotoista sähkömagneettista häiriötä, koska niiden IGB transistoreita kytketään suurilla, tyypillisesti 4 – 12 kHz:n taajuuksilla. Ilman riittävää suodatusta häiriöt pääsevät verkkoon ja häiritsevät muita laitteita. Häiriöiden hillitsemiseksi on olemassa kansallisia ja kansainvälisiä sähkömagneettisen yhteensopivuuden standardeja, jotka määrittelevät kuinka suurilla häiriöillä laitteet saavat tuottaa. Mikäli laite tuottaa suurempia häiriöitä kuin standardi sallivat, ei sitä voida myydä niissä maissa, joissa standardi on voimassa.

L-, L + LC- ja LCL-suodattimet suodattavat eromuotoisia häiriövirtoja tehokkaasti, mutta niiden vaimentava vaikutus yhteismuotoiseen häiriövirtaan ei ole yksistään riittävä – varsinkaan standardien määrittelemien taajuuskaistojen alapäässä. Tästä syystä verkon ja L-, L + LC- tai LCL-suodattimen väliin on vielä kytkettävä yhteismuotoista häiriötä suodattava suodatintin.

Yhteismuotoisten häiriövirtojen suodattimet koostuvat tyypillisesti vähintään yhdestä yhteismuotoisesta kuristimesta ja Y-kondensaattoreista. Joskus niihin voidaan asentaa myös X-kondensaattoreita tehostamaan eromuotoisen häiriövirran suodatusta.

Yhteismuotoisilla kuristimilla on suuri vaikutus koko suodattimen toimintaan, joten oikeanlaisen kuristimen valitseminen on erittäin tärkeää. Suurin vaikutus kuristimen toimintaa tulee sen sydänmateriaalista, joten oikeanlaisen sydänmateriaalin valitseminen on erittäin tärkeää. Erilaisia kuristimien sydänmateriaaleja on tänä päivänä todella paljon, joten sopivimman materiaalin valitseminen ei missään nimessä ole helppoa, mutta sen löytämisen eteen kannattaa tehdä töitä.

Sovellukseen huonosti soveltuvan sydänmateriaalin valitseminen voi johtaa tilanteeseen, jossa yhteismuotoista häiriötä ei vaimenneta riittävästi, jolloin standardien vaatimukset jäävät täyttämättä. Pahimmassa tapauksessa materiaali kyllästyy ja aiheuttaa järjestelmässä resonanssin, joka voi tuhota koko laitteen.

1.1 Tutkimuksen tavoitteet

KONE:lla ei ole aiemmin tehty kunnollista kartoitusta olemassa olevista kuristimen sydänmateriaaleista tai niiden ominaisuuksista. Sähkömagneettisen häiriön suodatinta, eli EMI (engl. Electromagnetic interference) suodatinta suunniteltaessa sydänmateriaali on valittu saatavilla olevista vaihtoehdoista. Tämän työn tarkoitus on kartoittaa olemassa olevia sydänmateriaalivaihtoehtoja sekä selvittää, mitkä vaihtoehdot sopivat parhaiten käytettäväksi EMI-suodattimiin, jotka asennetaan verkkovaihtosuuntaajalla varustetun taajuusmuuttajan ja sähköverkon väliin.

Työssä vertaillaan eri sydänmateriaalien ominaisuuksia ja kyllästymispisteitä keskenään valmistajien datalehtien ja muun kirjallisuuden avulla. Lisäksi eri sydänmateriaaleista käämitään kuristimia, joiden suorituskykyä voidaan vertailla sekä laskemalla että mittaamalla laboratoriossa. Lisäksi tutkitaan kahdesta tai useammasta eri sydänmateriaalista valmistettujen kuristimien suorituskykyä mittaamalla.

Saatujen tuloksien perusteella pohditaan, mistä sydänmateriaalista voitaisiin käämiä optimaalinen kuristin KONE:n verkkovaihtosuuntaajalla varustettujen taajuusmuuttajien verkonpuoleisiin EMI-suodattimiin.

1.2 Tutkimuksen rajaus

Tutkimuksesta on rajattu pois säteilevät häiriöt, kuristimen sydämen erilaisten muotojen vaikutus sekä lämpösimuloinnit ja –mittaukset. Erilaisten häviöiden aiheuttamien lämpötilojen muutoksia kuristimissa ei myöskään ole tutkittu tässä työssä.

1.3 Tutkimuksen rakenne

Diplomityö on jaettu yhdeksään lukuun. Ensimmäisessä luvussa on johdanto, jonka jälkeen toisessa luvussa tarkastellaan sähkömagneettisen häiriön vaikutuksia, kytkeytymistapoja ja miten sitä voidaan mitata. Kolmannessa luvussa esitellään EMI-suodatin lyhyesti erilaisine topologioineen sekä komponentit, joista se koostuu. Lisäksi käydään EMI-suodattimen suunnittelu läpi hyvin lyhyesti. Neljännessä luvussa esitellään kuristimen sydämen erilaisia muotoja ja viidennessä luvussa kerrotaan erilaisista sydänmateriaaleista. Kuudennessa luvussa tarkastellaan kolmivaiheisen yhteismuotoisen kuristimen suunnittelun eri vaiheita. Seitsemännessä luvussa esitellään tutkimuksen mittausjärjestelyt ja -tulokset. Kahdeksannessa luvussa on johtopäätökset ja yhdeksännessä luvusta löytyy yhteenveto sekä ehdotuksia jatkotoimenpiteille.

2. SÄHKÖMAGNEETTINEN HÄIRIÖ

Sähkömagneettinen häiriö eli EMI (engl. Electromagnetic interference) on häiriö, jolla on negatiivinen vaikutus sähköisen tai elektronisen laitteen toimintaan. Häiriö voi olla laitteen itsensä aiheuttama tai peräisin jostain muusta laitteesta. Lisäksi se voi olla myös luonnonilmiön, kuten esimerkiksi salaman iskun aiheuttama.

Sähkömagneettista häiriötä syntyy muun muassa tehoelektroniikan laitteissa, joissa transistoreita kytketään suurilla taajuuksilla (Mohan et al. 2003). Transistoreita kytkettäessä virtojen sekä jännitteiden nousu- ja laskuajat ovat erittäin lyhyitä. Nämä nopeat pulssit aiheuttavat sähkömagneettista häiriötä, jotka kunnollisen suojauksen puuttuessa leviävät muihin laitteisiin. Tyypillisiä esimerkkejä häiriölähteistä ovat mikroprosessorit, hakkurit, taajuusmuuttajat, vaihtovirta koneet sekä johtimet, jotka voivat toimia antennina.

Sähkömagneettinen häiriö voi aiheuttaa laitteiden virheellistä toimintaa tai vääristää laitteiden mittaustuloksia. Pahimmassa tapauksessa se voi estää laitteen toiminnan kokonaan tai tuhota sen. Mikäli häiriö kohdistuu herkkään ohjauspiiriin tai muuhun kriittiseen osaan, voi se aiheuttaa erittäin vaarallisia tilanteita tai jopa kuolemaan johtavia onnettomuuksia. Tästä syystä on säädetty sähkömagneettisen yhteensopivuuden eli EMC:n (engl. Electromagnetic compatibility) direktiivi, jonka tarkoituksena on varmistaa, että kaikki tänä päivänä myytävät laitteet kykenevät operoimaan ongelmitta niille tarkoitettussa ympäristössä häiritsemättä muita laitteita (IEV). Toisin sanoen laitteen tulee pystyä sietää tietty määrä häiriötä eikä se saa tuottaa määrättyä rajaa enempää häiriötä, jotta muut laitteet eivät häiriinny. Häiriöiden rajat riippuvat sovelluksesta ja ympäristöstä.

2.1 Kytkeytyminen ja tyypit

Sähkömagneettisen häiriön kytkeytyminen edellyttää, että seuraavat kolme asiaa ovat olemassa: häiriönlähde, häiriön kohde ja kytkeytymisreitti. Mikäli yksikin kolmesta ehdosta puuttuu, ei sähkömagneettista häiriötä kytkeydy (Williams 2007). Häiriön kytkeytyminen häiriölähteestä kohteeseen voi tapahtua kapasitiivisesti sähkökentän välityksellä, induktiivisesti magneetikentän välityksellä, säteilemällä radioteitse tai johtumalla. Sähkömagneettisen häiriön eri tyypeistä puhuttaessa puhutaan yleensä vain säteilevistä ja johtuvista häiriöistä.

2.1.1 Säteilevät häiriöt

Säteilevät häiriöt ovat eri standardien mukaan taajuudeltaan 30 MHz – 400 GHz. Kaikkien KONE:n hissikuiluun tai konehuoneeseen asennettavien tuotteiden täytyy täyttää Euroopan hissi, liukuporras ja liukukäytävän EMC emissio standardin eli EN 12015:2014 vaatimukset, jotta niitä voidaan myydä laillisesti. EN 12015:2014 standardissa säteilevät häiriöt ovat määriteltä 30 MHz – 1 GHz väliselle taajuusalueelle. Mittaustavat ja -olosuhteet ovat puolestaan esitetty EN 55011:2009 standardissa, joka on Euroopan laajuinen EMC emissio standardi teollisuus-, tieteis- ja lääkintälaitteille. Euroopan EN standardit ovat joko täysin samoja kuin kansainväliset CISPR standardit tai vähän muokattuja CISPR standardeja.

Säteilevien häiriöiden minimoimiseksi tulee piirilevyn ja komponenttien sijoitteluun kiinnittää huomiota. Ensinnäkään komponentteja ei tulisi sijoittaa aivan piirilevyn reunalle, vaan piirilevyn reunassa täytyy olla maakerros jokaisessa kerroksessa. Eri kerroksien maakerrokset yhdistetään toisiinsa läpivedoilla, jotta ne ovat varmasti samassa potentiaalissa jokaisessa tilanteessa. Lisäksi kela tai kuristinta ei pidä koskaan sijoittaa herkän mittauskomponentin, kuten esimerkiksi virta-anturin viereen, koska kelan tai kuristimen magneettikentät häiritsevät herkkiä mittauskomponentteja vääristäen niiden antamia tuloksia.

Johtimet sekä piirilevyjen vedot on syytä pitää mahdollisimman lyhyinä ja niiden muodostamien silmukoiden pinta-alat tulee minimoida. Pitkät johtimet ja varsinkin niiden muodostamat silmukat muodostavat helposti antennia, jotka voivat vastaanottaa ja lähettää sähkömagneettista häiriötä (Mohan et al. 2003). Varsinkin hakkuripiirien takaisinkytkentöjen ja häiriö virtojen paluureittien pituudet tulee minimoida. Hakkurien suodatuskondensaattorit tulee sijoittaa niin lähelle sisääntuloa ja lähtöä kuin vain mahdollista. Lisäksi hakkuripiirien alta, seuraavassa piirilevyn kerroksessa, ei saa vetää signaalivetoja, vaan sinne tulee sijoittaa maata. Muussa tapauksessa häiriöt voivat siirtyä hakkuripiiristä kapasitiivisesti alta kulkeviin signaaleihin, jolloin ne leviävät eri puolille piirikorttia.

Laitteen kotelon suunnittelussa tulee kiinnittää huomiota kotelon materiaalin lisäksi siinä esiintyvien aukkojen tai rakojen suuruuksiin. Riittävän paksu ja johtava kotelomateriaali estää säteilevän sähkömagneettisen häiriön pääsyn koteloon ja siitä ulos vain, jos sen pinnalla olevat raot ja aukot ovat riittävän pieniä. Mikäli aukon tai raon maksimaalinen pituus on

liian suuri suhteessa häiriösäteilyn aallonpituuteen, toimii se antennina (Ott 1988). Materiaalin ja aukkojen lisäksi tulee kiinnittää kaapeleiden läpivienteihin ja niiden suodatuksiin, sillä säteilevät häiriöt tarttuvat helposti pitkiin kaapeleihin koteloiden ulkopuolella ja pääsevät siten kaapeleita pitkin kotelon sisälle.

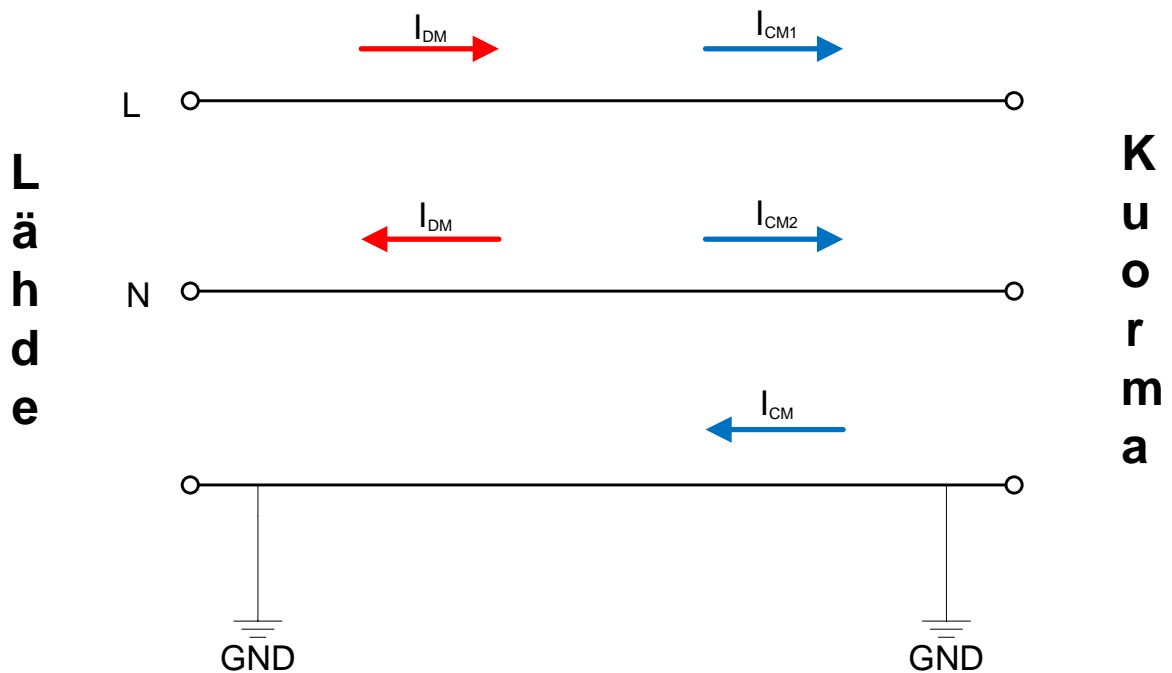
Kaapeleina voidaan käyttää suojavaipallisia kaapeleita, mutta silloin täytyy miettiä maadoitetaanko suojavaippa molemmista päistä vai vaan toisesta.

2.1.2 Johtuvat häiriöt

Johtuvien häiriöiden taajuusalueeksi on määritelty standardista riippuen 9 kHz – 30 MHz tai 150 kHz – 30 MHz. EN 12015:2014 mukaan johtuvien häiriöiden taajuusalue on 150 kHz – 30 MHz. Ne kytkeytyvät yhteisten tulo- ja maaimpedanssien kautta (Williams 2007). Varsinkin maadoitukseen tulee kiinnittää huomiota, jotta ei vahingossa luoda yhteisiä maaimpedansseja.

Johtuvia häiriöitä voidaan vähentää suunnitteluvaiheessa välttämällä tarpeettomien yhteisten maaimpedanssien muodostamista, komponenttien hyvällä sijoittamisella sekä riittävien häiriön suodattimien suunnittelemisella. Yhteisten tuloimpedanssien kautta kytkeytyviä, johtuvia häiriöitä voidaan vaimentaa EMI-suodattimilla. EMI-suodattimen tarkoitus on suojata laitetta verkosta tulevilta häiriöiltä ja verkkoa laitteen synnyttämiltä häiriöiltä.

Johtuvat häiriöt on jaettu eromuotoisiksi häiriöiksi (engl. Differential mode interference, DM) ja yhteismuotoisiksi häiriöiksi (engl. Common mode interference, CM) (Tihanyi 1995). Johtuvien häiriöiden erojen hahmottamisen helpottamiseksi tarkastellaan aluksi kuvan 2.1 järjestelmää, jossa on esitetty 1-vaiheinen järjestelmä ilman EMI-suodatinta.



Kuva 2.1. Ero- ja yhteismuotoisten häiriöiden kulku häiriölähteestä toiseen laitteeseen tai laitteen osaan, joka on esitetty kuormana.

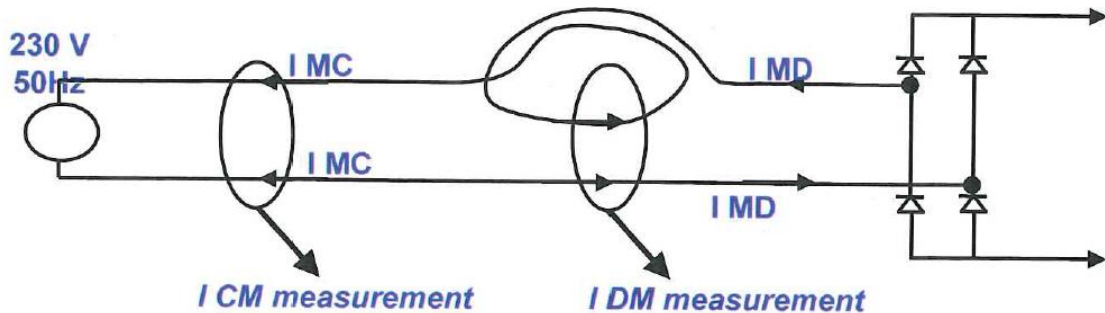
Kuvassa 2.1 nähdään, että eromuotoinen häiriö kulkee vastakkaisiin suuntiin L- ja N-vaiheissa. Yhteismuotoinen häiriö sen sijaan kulkee samaan suuntaan saman vaiheisena sekä L- että N-vaiheissa ja palaa takaisin yhteistä maadoitusta pitkin.

2.1.3 Johtuvien häiriöiden mittaaminen

Johtuvia häiriöitä voidaan mitata käyttämällä keinoverkkoa eli LISN:ää (engl. Line impedance stabilization network). LISN on kaupallinen laite, joka kytketään tutkittavan laitteen ja tehonlähteen välille. Se poimii läpi kulkevasta virrasta häiriön komponentit, jotka siirretään taajuusanalysointilaitteelle analysoitavaksi. LISN ei erottele ero- ja yhteismuotoisia häiriön komponentteja vaan se lähettää molemmat taajuusanalysointilaitteelle.

Suunnittelijalla on kaksi tapaa selvittää kumpi häiriön muoto on dominoiva. Ensimmäinen, hitaampi ja kalliimpi ratkaisu on suunnitella ja kytkeä tutkittavan laitteen sisääntulon eteen joko DM tai CM EMI-suodatin ja mitata häiriöt uudestaan. Mikäli kytketyllä DM suodattimella on minimaalinen vaikutus häiriöiden tasoon, voidaan päätellä, että testattavan laitteen tuottamat häiriöt ovat CM muotoisia. Vastaavasti CM suodattimen minimaalisesta vaikutuksesta voidaan päätellä, että häiriö on eromuotoinen.

Nopeampi, taloudellisempi ja helpompi tapa on mitata johtuvat CM ja DM häiriöt erikseen virtapihtiä käyttäen (Laeuffer 2016). Yksivaiheisessa järjestelmästä voidaan mitata sekä CM että DM muotoiset häiriöt kuvan 2.2 mukaisesti.



Kuva 2.2. Ero- ja yhteismuotoisten häiriöiden mittaaminen yksivaihejärjestelmässä virtapihtiä käyttäen. On syytä huomata, että eromuotoisen häiriön mittaus antaa kaksinkertaisen tuloksen. (Laeuffer 2016)

Kolmivaiheisen järjestelmän DM häiriötä ei voi mitata virtapihdillä, joten DM muotoiset häiriöt täytyy selvittää mittaamalla CM häiriöt ja vertaamalla niitä keinoverkosta saatuun häiriösignaaliin. Keinoverkosta saatava häiriösignaali on CM ja DM häiriöiden summa, joten vertailemalla voidaan päätellä CM häiriön taso. Häiriösignaalin ollessa suurempi kuin mitatun CM häiriösignaali, on syytä pienentää DM häiriöitä. Myös niissä tapauksissa missä mitatut häiriöpiikit eivät osu samalle kohdalle kuin mitatun yhteismuotoisen häiriön piikit, voidaan päätellä niiden olevan eromuotoista häiriötä. Yhteismuotoiset häiriöt kolmivaihejärjestelmässä voidaan mitata laittamalla kaikki kolme vaihetta kulkemaan saman virtapihdin läpi. Joissain tapauksissa yhteismuotoista häiriötä voidaan myös mitata virtapihdillä suojaamaan johdosta.

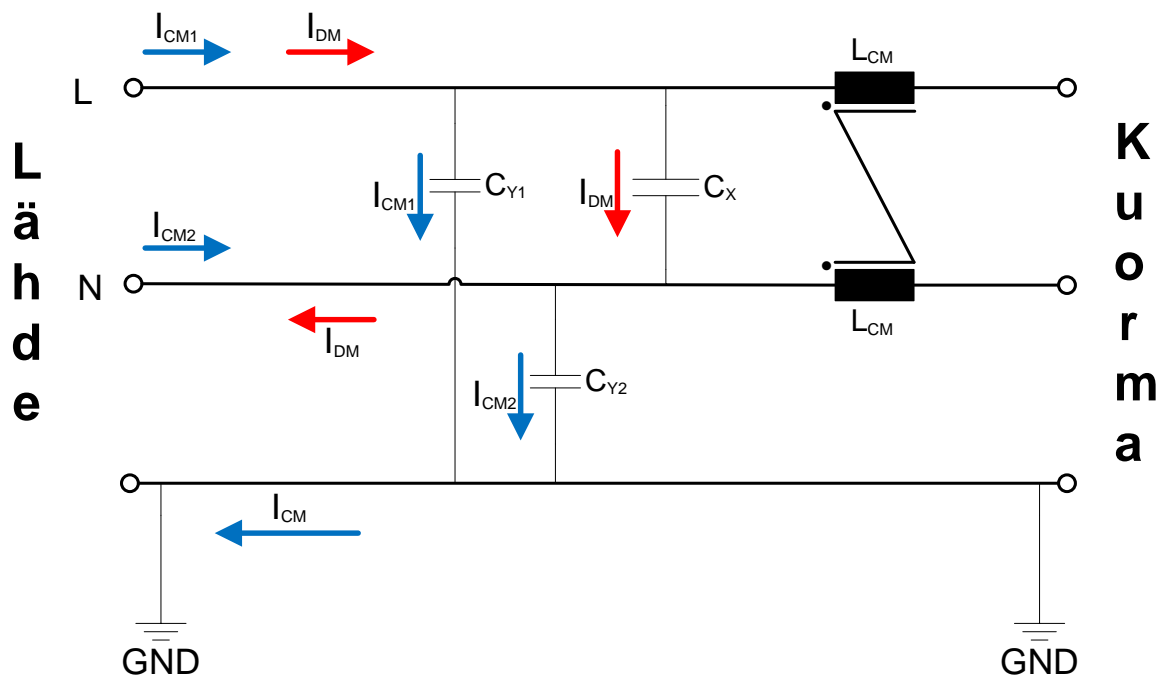
Viimeisen kahdenkymmenen vuoden aikana on tehty paljon tutkimusta erilaisista menetelmistä, joilla voidaan erottaa CM ja DM häiriöt toisistaan. Vuosien aikana on kehitetty erilaisia laitteita ja laajennuksia LISN laitteisiin, joilla erotus voidaan tehdä helposti. Kyseiset laitteet perustuvat laajakaistaisten muuntajien käyttöön, muuntajien ja passiivisten vastusverkkojen yhdistelmään sekä kytkentöihin, joissa on käytetty operaatiovahvistimia. (Heldwein et al. 2009), (Sakulhirirak et al. 2008), (Stahl et al. 2010) ja (Ting et al. 1996).

Kaikesta tutkimuksesta huolimatta toistaiseksi ainoastaan aurinkovoima sovelluksia varten löytyy kaupallisia DC LISN laitteita, joilla voi mitata DM ja CM häiriövirtoja erikseen (SCHWARZBECK 2015).

3. EMI-SUODATIN

EMI-suodatin on alipäästösuodatin, jonka tarkoitus on suodattaa kaikki käytettyä taajuutta suurempi taajuisemmat häiriösignaalit pois. Ero muihin alipäästösuodattimiin on se, että es-tokaistalla tulee olla mahdollisimman suuret häviöt. EMI-suodattimet voidaan suunnitella vaimentamaan eromuotoista häiriötä, yhteismuotoista häiriötä tai molempia samanaikaisesti.

Suodattimen toiminta perustuu sen komponenttien impedanssien muutokseen taajuuden suhteen. Induktiivisten osien, eli kuristimien, impedanssi kasvaa taajuuden kasvaessa, jolloin suuritaajuiset häiriösignaalit vaimentuvat. Kondensaattorien impedanssit puolestaan pienevät taajuuden kasvaessa, jolloin kondensaattorit muodostavat pienimpedanssisen reitin korkeataajuisille häiriösignaaleille. Näin voidaan ohjata korkeataajuiset häiriöt takaisin lähteeseen, jolloin ne eivät johdu muihin laitteisiin tai yleiseen sähköverkkoon. Esimerkki yksinkertaisesta EMI-suodattimesta on esitetty kuvassa 3.1.



Kuva 3.1. Tyypillinen EMI-suodatin, jossa on komponentteja niin ero- kuin yhteismuotoisen häiriön suodattamiseen. Kuvassa esitetyt kondensaattorit C_{Y1} ja C_{Y2} ovat Y-kondensaattoreita, jotka muodostavat matala impedanssisen paluureitin yhteismuotoiselle häiriövirralle. Kondensaattori C_X on eromuotoinen kondensaattori, joka luo eromuotoiselle häiriövirralle matalaimpedanssisen reitin. Kuristin L_{CM} esittää yhteismuotoista kuristinta, joka vaimentaa niitä yhteismuotoisia häiriövirtoja, jotka eivät kulje Y-kondensaattorien kautta takaisin lähteeseen.

Tänä päivänä on olemassa useita erilaisia EMI-suodatin tyyppjejä. Päätyypit voidaan luokitella kolmeen eri luokkaan, jotka ovat passiivinen, aktiivinen ja hybridi. Kaikilla luokilla on omat vahvuutensa ja heikkoutensa. Passiivinen suodatin koostuu nimensä mukaisesti pelkästään passiivisista osista, jolloin se ei tarvitse käyttöä sähköä. Aktiivinen suodatin koostuu aktiivisista osista, kuten esimerkiksi operaatiovahvistimesta, ja passiivisista komponenteista, joita käytetään häiriön mittaukseen ja kompensointivirran tai -jännitteen syöttöön takaisin piiriin (Yang et al. 2014) ja (Shin et al. 2015). Aktiivisten EMI-suodattimien huono puoli on käyttöä sähköön tarve sekä huono suurien virta-amplitudien ja jännitepiikkien vaimentamiskyky. Hybridi suodattimet ovat aktiivisten ja passiivisten suodattimien sekoituksia. Käytännössä ne ovat passiivisuodattimia, joissa on myös aktiivinen osa tehostamassa matalampien, tyyppillisesti maksimissaan 4 megahertsisten, häiriöiden vaimentamista (Biela et al. 2009).

Tuorein EMI-suodatin tyyppi on FPGA piireihin perustuva digitaalisesti ohjattuja aktiivinen EMI-suodatin. Niitä on tutkittu muun muassa tutkijoiden Hamza et al (2012) ja Ji et al (2016) toimesta jo vuodesta 2012 lähtien. Digitaalisesti ohjatut EMI-suodattimet voidaan tehdä pieni kokoisiksi, koska niiden komponenttien koot eivät kasva syöttövirran kasvaessa, toisin kuin perinteisten passiivisten EMI-suodattimien komponentit (Hamza et al. 2013) ja (Ji et al. 2016). Lisäksi niiden ohjauspiiri voidaan integroida verkkovaihtosuuntaajan ohjauspiiriin, jos verkkovaihtosuuntaajan ohjauspiiri perustuu FPGA piiriin (Hsieh et al. 2015). Pienen koon lisäksi digitaalisesti ohjatulla aktiivisella EMI-suodattimella on toinenkin suuri etu: Se pystyy laskea ja vaimentaa yhteis- ja eromuotoiset sähkömagneettiset häiriöt erikseen (Ji et al. 2016).

3.1 Komponentit

3.1.1 Kondensaattori

Kondensaattorin tarkoitus on toimia matalaimpedanssisena reittinä korkeataajuisille häiriöille. Ideaalisessa tapauksessa sen impedanssi pienenee taajuuden kasvaessa yhtälön (3.1.1) mukaisesti.

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}, \quad (3.1.1)$$

jossa ω on kulmataajuus ja C on kapasitanssi. Todellisuudessa kondensaattori ei ole pelkästään kapasitiivinen, vaan siinä on myös induktanssia ja resistanssia. Kondensaattorin ekvivalentti malli on esitetty kuvassa 3.2. (Brander et al. 2010)



Kuva 3.2. Kondensaattorin ekvivalentti malli, jossa R_s esittää kondensaattorin sarjaresistanssia, L_s hajainduktanssia ja C_s kapasitanssia.

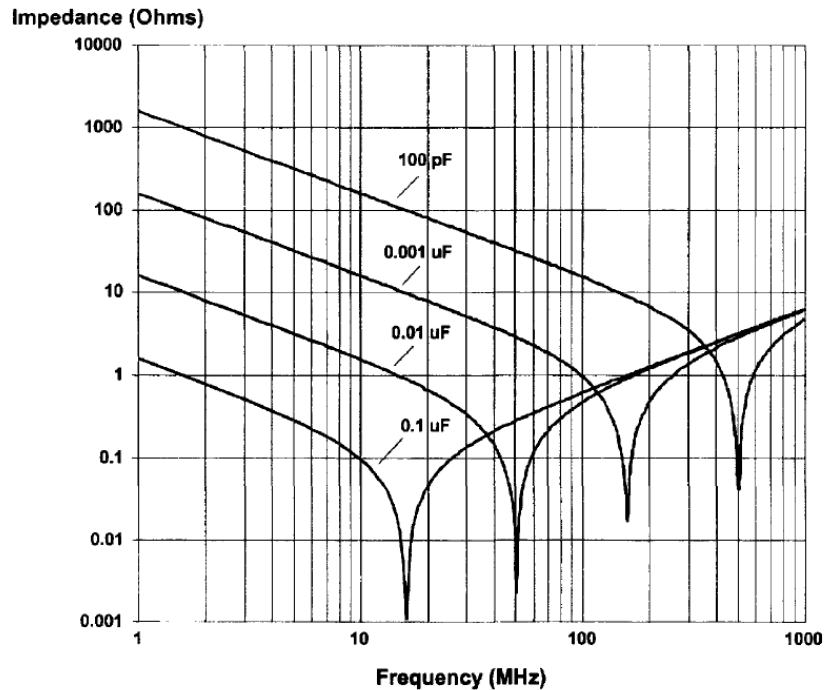
Kuvan 3.2 ekvivalenttimallissa esitetty induktanssi on kondensaattorin hajainduktanssia, joka syntyy kondensaattorin rakenteesta, kotelosta ja varsinkin sen jaloista. Kondensaattorien jalat tulisivatkin olla mahdollisimman lyhyitä, jotta induktanssia syntyisi mahdollisimman vähän. Kondensaattorin induktanssi pilaa kondensaattorin ideaalisen toiminnan, sillä se aiheuttaa itseisresonanssin kulmataajuudella

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}},$$

jossa L kondensaattorin induktanssi ja C kapasitanssi. Yhtälö voidaan myös saattaa muotoon:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

Itseisresonanssitaajuuden jälkeen kondensaattorin induktanssi muuttuu dominoivaksi suureksi aiheuttaen kondensaattorin impedanssin kasvamisen taajuuden suhteen. Impedanssin kasvaessa kondensaattorin kyky toimia korkeataajuisien häiriöiden reittinä heikkenee.



Kuva 3.3. Pintaliitos kondensaattorin itseisresonanssi ja sen vaikutus impedanssiin. Ennen itseisresonanssia kondensaattorit ovat kapasitiivisia, mutta itseisresonanssin jälkeen ne muuttuvat induktiivisiksi, jolloin impedanssi alkaa kasvaa taajuuden suhteen. Kuvan kondensaattorien ekvivalentti induktanssi oli ilmoitettu olevan 1 nH. (Montrose 1999)

EMI-suodattimissa käytetään kahta erilaista kytkentää kondensaattoreille: X-kondensaattori ja Y-kondensaattori. X-kondensaattori kytketään kahden vaiheen välille, jolloin se tarjoaa matalaimpedanssin reitin suuritaajuisille, eromuotoisille häiriövirroille. Toisin sanoen X-kondensaattorit vaimentavat häiriötä ohjaamalla eromuotoista häiriötä itsensä kautta takaisin lähteeseen, jolloin häiriö ei siirry sähköverkkoon, toiseen laitteeseen tai laitteen osaan.

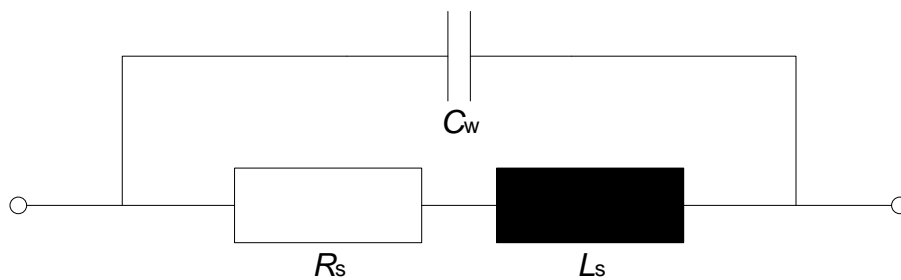
Y-kondensaattorit kytketään vaiheiden ja maan välille, jolloin ne tarjoavat matalaimpedanssisen reitin korkeataajuisille, yhteismuotoisille häiriöille. Toisin sanoen Y-kondensaattorit vaimentavat yhteismuotoista häiriötä ohjaamalla ne kauttaan takaisin lähteeseen. Y-kondensaattorien koko saattaa olla rajoitettu sovelluksesta riippuen, koska sen koko määrittää maahan kulkevan vuotovirran (engl. leakage current) suuruuden.

3.1.2 Kuristin

Kuristimen tarkoitus on toimia korkeaimpedanssisena reittinä johtuville, sähkömagneettisille häiriöille. Ideaalisella kuristimella olisi äärettömän suuri impedanssi kaikilla taajuuksilla yhtälön (3.1.2) mukaisesti. Äärettömän suuri impedanssi johtaisi äärettömän suureen vaimennukseen, jolloin kaikki häiriösignaalit voitaisiin vaimentaa kokonaan pois.

$$Z_L = j\omega L, \quad (3.1.2)$$

Yhtälössä (3.1.2) esitetty ω on kulmataajuus ja L on induktanssi. Todellisuudessa kuristin on epäideaalinen komponentti, jossa on induktanssin lisäksi myös kapasitanssia sekä resistanssia. Kuristimen ekvivalentti malli on esitetty kuvassa 3.4 (Brander et al. 2010).



Kuva 3.4. Kuristimen ekvivalentti malli. R_s esittää kuristimen häviöitä, L_s induktanssia ja C_w käämityksen kapasitanssia.

Kuvan 3.4 ekvivalentti mallissa kapasitanssi C_w esittää käämitysten kapasitanssia. Käämitysten kapasitanssilla on suuri vaikutus kuristimen toimintaan, sillä sen läsnäolo aiheuttaa kuristimen itseisresonanssin taajuudella, jolla induktanssi ja kapasitanssi ovat yhtä suuria. Itseisresonanssien taajuudet ovat tyypillisesti muutamasta sadasta kilohertsistä useisiin megahertseihin, riippuen sydämen materiaalista sekä käämikierrosten määrästä. Taajuus pienenee käämikierroksien kasvaessa. Itseisresonanssipisteen jälkeen kuristimen impedanssi alkaa pienentyä, jolloin sen kyky vaimentaa häiriöitä heikkenee. (Brander et al. 2010)

Käämitysten kapasitanssi ei ole ainoa tekijä, joka pilaa kuristimen ideaalisuuden. Toinen merkityksellinen tekijä on kuristimen sydänmateriaalin epälineaarinen permeabiliteetti. Permeabiliteetilla tarkoitetaan materiaalin kykyä pakata magneettivuota sisälleen. Yhteismuotoisissa suodattimissa sydämen permeabiliteetin on syytä olla suuri, jotta käämikierroksia

tarvittaisiin mahdollisimman vähän. Mikäli kuristimen sydämen suhteellinen permeabiliteetti on liian pieni, tarvitaan enemmän käämikierroksia tarvittavan induktanssin saavuttamiseen. Käämikierrosten lukumäärän lisääntyminen johtaa kuristimen fyysisen koon kasvuun, joka ei useimmissa sovelluksissa ole haluttua. Yleisesti ottaen yhteismuotoisten kuristimien sydämien suhteelliset permeabiliteetit sijoittuvat 2000 ja 80 000 välimaastoon. Permeabiliteetti voidaan myös ilmaista magneettivuon voimakkuuden ja magneettikentän voimakkuuden suhteena yhtälön

$$\mu = \frac{B}{H}, \quad (3.1.3)$$

mukaisesti (McLyman 2014), jossa B on magneettivuon tiheys ja H on magneettikentän voimakkuus. Permeabiliteetti on kompleksinen suure, eli sillä on reaalinen osa ja imaginääriosa yhtälön

$$\bar{\mu} = \mu' - j\mu'' \quad (3.1.4)$$

mukaisesti. Permeabiliteetti muuttuu niin lämpötilan, magneettikentän voimakkuuden kuin taajuudenkin suhteen. Lisäksi eri materiaalien permeabiliteetit käyttäytyvät eri tavalla, joten kuristimen sydänmateriaalia valittaessa on tutustuttava kyseisen materiaalin datalehteen.

Yhtälössä (3.1.4) esiintyvä μ' on permeabiliteetin reaalinen osa, joka esittää materiaalin reaktiivista komponenttia. Imaginääriosa, eli μ'' , esittää materiaalin resistiivistä komponenttia eli häviöitä. Ottamalla huomioon yhtälössä (3.1.4) esitetyn permeabiliteetin kompleksisuuden, voidaan yhtälössä (3.1.2) esitetty ideaalisen kuristimen impedanssin yhtälö saattaa muotoon:

$$\bar{Z} = R_s + j\omega L_s = j\omega \bar{\mu} L_0 = j\omega L_0 (\mu'_s - j\mu''_s). \quad (3.1.5)$$

Yhtälössä (3.1.5) esitetty L_0 on ilmasydämisen kuristimen induktanssi, joka voidaan laskea yhtälöllä

$$L_0 = \mu_0 \mu_{\text{ilma}} \frac{A_e}{l_e} N^2 \quad (3.1.6)$$

jossa μ_0 on tyhjiön permeabiliteetti, μ_{ilma} on ilman suhteellinen permeabiliteetti, A_e on kuristimen sydämen poikkipinta-ala, l_e on sydämen magneettinen pituus ja N on käämikierrosten määrä. Ilman suhteellinen permeabiliteetti on 1, jolloin yhtälö (3.1.6) yksinkertaistuu muotoon

$$L_0 = \mu_0 \frac{A_e}{l_e} N^2 \quad (3.1.7)$$

Sydänmateriaalin ollessa muuta kuin ilmaa, ilman suhteellinen permeabiliteetti korvataan sydänmateriaalin suhteellisella permeabiliteetilla, jolloin yhtälö (3.1.6) muuttuu muotoon

$$L = \mu \frac{A_e}{l_e} N^2 = \mu_0 \mu_r \frac{A_e}{l_e} N^2 \quad (3.1.8)$$

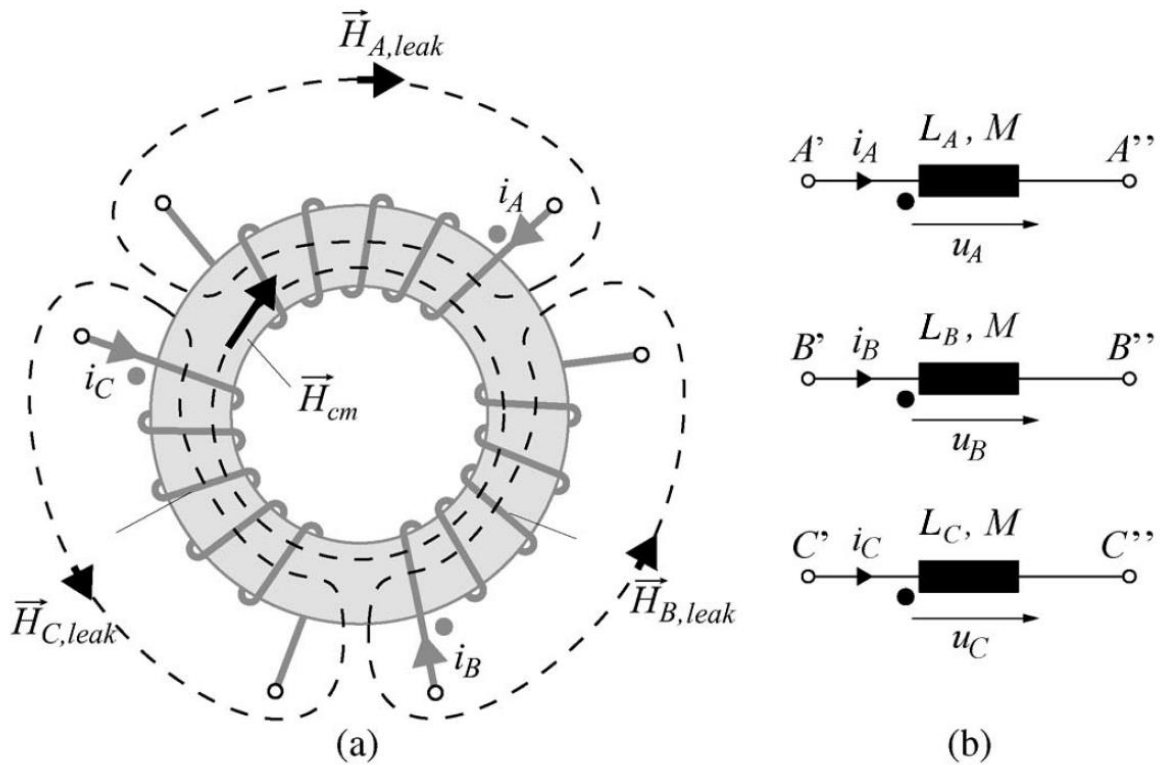
Yhtälössä (3.1.8) esitetty μ_r on sydänmateriaalin suhteellinen permeabiliteetti. Yhteismuotoisien kuristimien tapauksessa yksittäisen vaiheen käämityksen induktanssi voidaan laskea yhtälöllä (3.1.8), mutta yhteismuotoista induktanssia laskettaessa tulee käyttää yhtälöä

$$L_{cm} = L + M + M = L \frac{1+2k_{cm}}{3} \quad (3.1.9)$$

jossa M on keskinäisinduktanssi, joka on vaiheen induktanssin ja kytkentäkertoimen k_{cm} tulo. Yhtälöstä nähdään, että kytkentäkertoimen pienentyessä yhteismuotoinen induktanssi pienenee. Syy on hajainduktanssin

$$L_\sigma = L(1 - k_{cm}) \quad (3.1.10)$$

kasvaminen, joka tarkoittaa, että yhä suurempi osa yksittäisten käämitysten virtojen indusoiduista magneettivoista ei kulkisi muiden käämitysten läpi, vaan ne sulkeutuisivat ilmateitse. Esimerkki kolmivaiheisesta yhteismuotoisesta kuristimesta on esitetty kuvassa 3.5, johon on merkitty jokaisen käämin eromuotoisten virtojen ja yhteismuotoisten virtojen indusoiman magneettivuon suunnat. Lisäksi kuvassa 3.5 on esitetty jokaisen vaiheen käämityksen hajavuot.



Kuva 3.5. Kohdassa a) kolmivaiheinen yhteismuotoinen kuristin, jossa i_A , i_B ja i_C esittävät virtoja ja $H_{A,leak}$, $H_{B,leak}$ sekä $H_{C,leak}$ hajavoita, jotka vaimentavat yhteismuotoisia häiriöitä. Kohdassa b) on magneutointien suunnat. Yhteismuotoisessa toroidi sydämelle käämitetyssä kuristimessa magneutointisuunnat ovat aina samaan suuntaan. (Heldwein et al 2011)

Kuvasta 3.5 voidaan havaita, että kaikki kolme vaihetta ovat magneutoitu saman suuntaisesti. Kyseinen tapa johtuu siitä, että se teoriassa mahdollistaa eromuotoisten virtojen indusoimien voiden kumoamisen sydämässä, jolloin eromuotoinen signaali ei vaimenisi yhteismuotoisessa kuristimessa - eikä eromuotoinen virta kyllästäisi kuristinta.

Edellä mainittu oletus perustuu tietoon, jonka mukaan kolmivaihejärjestelmän vaiheiden virtojen summa on nolla. Lisäksi tiedetään, että toroidin magneettivuon voimakkuus saadaan yhtälöstä

$$H = \frac{NI}{l_e}. \quad (3.1.11)$$

Yhtälö (3.1.11) pätee eromuotoiselle kuristimelle tai yhteismuotoisen kuristimen yhdelle vaiheelle. Laskettaessa jokaisen vaiheen indusoiman magneettivuon voimakkuuksien summa, saadaan tulokseksi nolla, koska

$$\frac{N_L i_{A,dm}}{l_e} + \frac{N_L i_{B,dm}}{l_e} + \frac{N_L i_{C,dm}}{l_e} = 0. \quad (3.1.12)$$

Todellisuudessa eri vaiheiden synnyttämät eromuotoiset vuot eivät kumoa toisiaan täysin, koska jokaisessa vaiheessa esiintyy hajavuota, jotka sulkeutuvat ilmateitse eivätkä siten kulje sydämessä. Hajavuot aiheuttavat kuristimen kyllästymistä, joten ne täytyy ottaa huomioon suunnitteluvaiheessa.

Kondensaattorien ja kuristimien lisäksi EMI-suodattimissa voidaan käyttää myös vastuksia, joiden on tarkoitus toimia purkuvastuksina tai vaimentaa resonansseja.

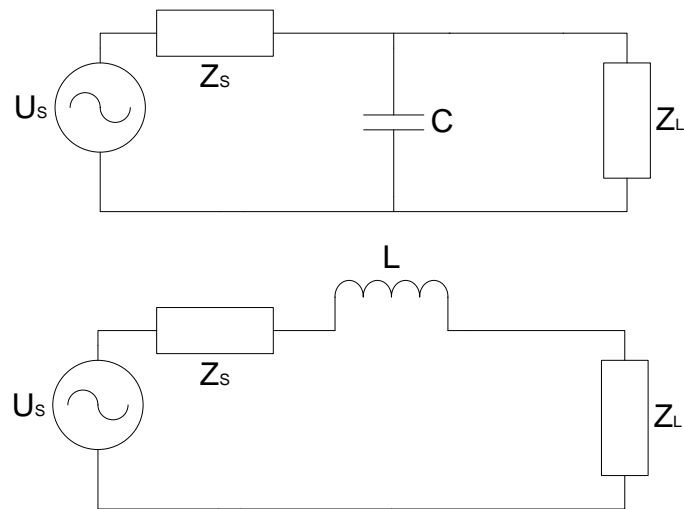
3.2 Topologiat

EMI-suodattimen topologian valitseminen on tärkeä osa suunnittelua. Väärällä topologialla ei saada haluttua vaimennusta ja pahimmassa tapauksessa se voi pahentaa häiriöitä. Käytännössä topologiaa valittaessa on otettava huomioon seuraavat perussäännöt (Williams 2007):

- Induktanssi kytketään sarjaan matalan impedanssin kanssa
- Kapasitanssi kytketään rinnan korkean impedanssin kanssa

Perussäännöistä voi päätellä, että suodatinta suunniteltaessa matalan impedanssin puolelle laitetaan kuristin ja korkean impedanssin puolelle laitetaan kondensaattori. Valittavia perus topologioita on kuusi kappaletta: C-suodatin, L-suodatin, CL-suodatin, LC-suodatin, π -suodatin ja T-suodatin, joka tunnetaan myös LCL-suodattimena.

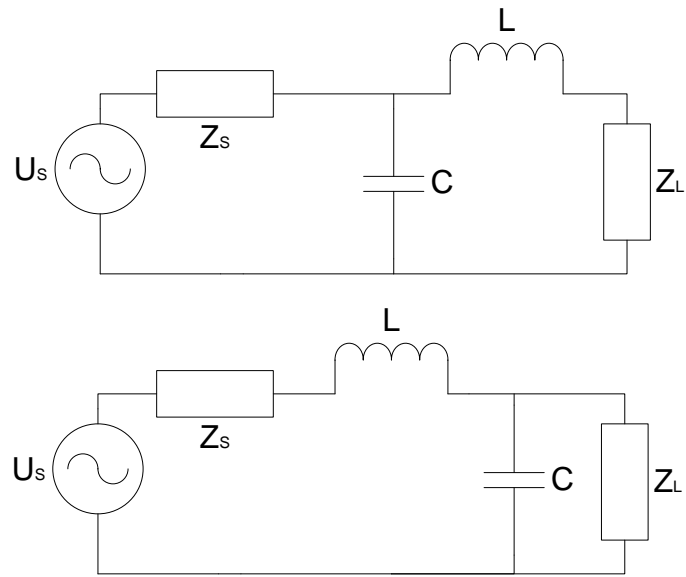
Kaikista yksinkertaisimmat topologiat ovat kuvassa 3.6 esitetyt C- ja L-suodatin, jotka koostuvat vain kondensaattoreista tai kuristimista. Niitä voidaan käyttää, jos suodattimen rakenne halutaan pitää mahdollisimman yksinkertaisena ja edullisena eikä -20 dB/dekadi vaimennus ole liian vähän. Suuritehoisissa laitteissa L-suodatin voi olla kalliimpi ratkaisu kuin T-suodatin, koska T-suodattimen vaimennus on parempi pienemmillä induktiivisilla komponenteilla. Induktiiviset komponentit ovat kalliita komponentteja moniin muihin komponentteihin verrattuna, joten niiden koko on usein hyvä pitää mahdollisimman pienenä kustannussyistä.



Kuva 3.6. C- ja L-suodattimien sijaiskytkennät. C-suodatinta, joka on esitetty ylempänä, käytetään silloin, kun suodatin näkee sekä tulossaan että lähdössään korkean impedanssin. L-suodatinta puolestaan käytetään, kun suodatin näkee molemmilla puolillaan matalan impedanssin.

Kuvassa 3.6 käytetyistä merkinnöistä U_s tarkoittaa häiriölähteen jännitettä ja Z_s häiriölähteen impedanssia. Z_L puolestaan lähtöön kytketyn laitteen tai verkon impedanssia.

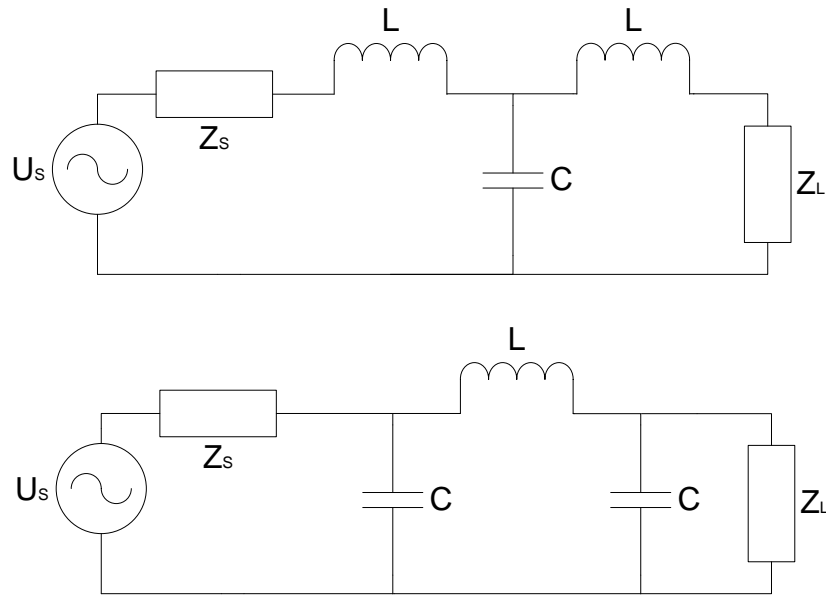
Tapauksissa, joissa EMI-suodatin näkee toisella puolellaan korkean ja toisella matalan impedanssin, käytetään joko CL- tai LC-suodatinta, jotta induktanssia voidaan kytkeä sarjaan matalan impedanssin kanssa ja korkean impedanssin rinnalle voidaan kytkeä kapasitanssia. Topologian valinta riippuu kummalla puolella kumpikin impedanssi nähdään. CL- ja LC-suodattimet ovat esitetty kuvassa 3.7.



Kuva 3.7. CL- ja LC-suodattimien sijaiskytkennät. CL-suodatinta, joka on esitetty ylempänä, käytetään silloin, kun suodatin näkee sekä tullosaan korkean impedanssin ja lähdössään matalan impedanssin. LC-suodatinta käytetään päinvastaisessa tilanteessa.

Kuvassa 3.7 esitettyjen suodattimien rakenne on monimutkaisempi kuin kuvassa 3.6 esitetyillä suodattimilla. Lisäksi kapasitanssin ja induktanssin yhteisvaikutus aiheuttaa tietyllä taajuudella resonanssin, joka täytyy ottaa huomioon suodattimen suunnittelussa. Resonansipiikki ei saa olla häiriöiden tai esimerkiksi verkkosillan kytkentätaajuudella, jottei se vahvista häiriöitä ja aiheuta ongelmia tai jopa riko laitetta, jota sen on tarkoitus suojata.

Kuvassa 3.8 esitettyjä T- ja π -suodattimia voidaan käyttää silloin, kun C- tai L-suodattimen vaimennus ei ole riittävä. T- ja π -suodattimien teoreettinen vaimennus kasvaa reunataajuuden jälkeen 60 dB/dekadi, joka on kolme kertaa suurempi kuin L- ja C-suodattimilla.



Kuva 3.8. π - ja T-suodattimien sijaiskytkennät. T-suodatinta, joka on esitetty ylempänä, käytetään silloin, kun suodatin näkee sekä tulossaan että lähdoössään matalan impedanssin. π -suodatinta käytetään, kun suodatin näkee molemmilla puolillaan korkean impedanssin.

Kuvassa 3.8 esitettyjen suodattimet tarjoavat parempaa suodatuskykyä kuin yksinkertaiset L- ja C-suodattimet. Eri perus topologioiden teoreettiset vaimennukset on esitetty taulukossa 3.1. T- ja π -suodattimien huonona puoli on CL- ja LC-suodattimien tavoin resonanssiipiikit, jotka ovat kapasitanssin ja induktanssin vuorovaikutuksen aiheuttamia.

Taulukko 3.1. Vertailua eri suodatin topologioiden teoreettisista vaimennuskyvyistä. Voidaan havaita, että π ja T-suodattimilla on kaikista suurin vaimennuskyky. Ne eivät kuitenkaan välttämättä ole hyviä vaihtoehtoja, jos suodatin näkee toisella puolellaan korkean impedanssin ja toisella matalan. Kyseisessä tapauksessa on valittava joko CL- tai LC-suodatin.

Eri suodatin tyyppien vertailua						
Suodatin	C	L	CL	LC	π	T
Vaimennus [dB/dek]	-20	-20	-40	-40	-60	-60

Taulukosta 3.1 nähdään, että mitä monimutkaisempi suodatin topologia on, sitä parempi vaimennuskyky sillä on. Luvut ovat kuitenkin teoreettisia eikä vaimennus kasva äärettömän suureksi komponenttien epäideaalisuuksien vuoksi.

3.3 EMI-suodattimen suunnitteluvaiheet

EMI-suodattimien suunnittelu on tärkeä vaihe lähes minkä tahansa sovelluksen suunnittelussa. Mitä huolellisemmin EMC asiat otetaan huomioon heti tuotteen suunnittelun alkuvaiheesta lähtien, sitä halvemmaksi ratkaisut tulevat. Niissä tapauksissa, joissa EMC jätetään huomioimatta suunnitteluvaiheessa, törmätään EMC ongelmiin testausvaiheessa. Jälkeenpäin asennettujen suodattimien ja muiden ratkaisujen suunnittelu ja toteuttaminen tulee yleensä kalliiksi. Lisäksi ne hidastavat tuotteen myyntiin saamista. Mitä myöhäisemmässä vaiheessa EMC ongelmia aletaan ratkoa, sitä kalliimmaksi ne tulee.

Useimmiten suunnittelu alkaa siitä, että arvioidaan jonkun piirin tai moduulin aiheuttaman ero- tai yhteismuotoisen häiriövirran suuruutta. Erilaisten häiriölähteiden, kuten esimerkiksi hakkureiden kytkentätaajuuksien ollessa tiedossa, voidaan suunnitella sekä simuloida erilaisia suodatin topologioita ja vaihdella kapasitanssien ja induktanssien arvoja samalla tarkistellen vaimennuskäyrää. Sopivan suodatin topologian ja arvojen löytyessä aloitetaan kuristimien suunnittelu. Joissain tapauksissa on mahdollista päästä testaamaan laitetta ilman EMI-suodatinta, jolloin voidaan mitata häiriön suuruudet ja nähdä, kuinka lähelle vaadittuja rajoja päästään. Mikäli laitteiston avulla voidaan erottaa häiriöt ero- ja yhteismuotoisiin häiriöihin, voidaan suodatinta optimoida heti suunnittelun alusta alkaen.

Seuraavaksi kuristin asennetaan tuotteeseen ja testataan meneekö tuote johtuvien emissioiden mittauksista läpi. Jos menee, niin silloin voidaan joko alkaa karsia suodattimesta osia säästöjen toivossa kunnes testit eivät menekään enää läpi tai hyväksyä suodatin ja siirtyä eteenpäin. Mikäli rajat jäävät edelleen saavuttamatta, täytyy suodatinta muokata ja kokeilla uudestaan kunnes rajat alitetaan.

Tutkimuksia varmemmista ja tehokkaammista tavoista suunnitella optimi EMI-suodatin löytyy muun muassa IEEE verkkokannasta. Systemaattisia, häiriölähteiden impedanssien selvityksiin perustuvia suunnittelumetodeja on julkaistu muun muassa tutkijoiden Ye et al (2004) ja Tarateeraseth (2012) toimesta. Häiriölähteiden impedanssien selvittäminen on hyvä menetelmä mutta se on aikaa vievää, joten valitettavasti useimmiten tyydytään vaan kokeilemaan kunnes riittävän hyvä ratkaisu löytyy.

4. KURISTIMIEN SYDÄMIEN ERILAISET MUODOT

Sydämen materiaalin lisäksi suunnittelijan on valittava sovellukseen sopiva sydämen muoto. Sydämen muotoja on olemassa lukuisia ja jokaisella niistä on omat hyvät ja huonot puolensa, joten valinta voi olla vaikeaa. Eniten käytettyjä muotoja toroidin lisäksi ovat muun muassa E-, I-, U-, C- sekä Pot sydämet. Edellä mainittujen lisäksi on olemassa erilaisia variaatioita, kuten esimerkiksi ER-, UR-, EC-, EER-, EFD-, ETD-, EP-, RS/DS-, PQ- ja RM sydämiä (Magnetics 2017).

Valintaa tehdessä otetaan huomioon sovelluksen mahdollisesti asettamat rajoitukset painon, korkeuden, leveyden, kyllästymisen tai säteilemisen suhteen. Lisäksi kuristimelle usein määritetään maksimi lämpötilat, joita se ei saa ylittää missään tilanteessa. Myös hinta ja asennettavuus ovat usein tärkeitä tekijöitä.

Olkoonkin, että nykypäivänä kuristimille on olemassa lukuisia eri muotoisia sydämiä, niin tässä työssä haluttiin keskittyä tutkimaan eri sydämen materiaalien vaikutuksia, joten sydämen muodoksi valittiin vain toroideja. Toroidi sydämelle käämitetty kuristin on kaikista lähimpänä ideaalista kuristinta. Se valmistetaan ilman ilmväliä, joka aiheuttaa hajavoita. Toroidi sulkee siinä kulkevan magneettivuon erinomaisesti sisäänsä, joten jokaisen käämityksen indusoima vuo kulkee tehokkaasti myös muiden käämityksien läpi, jolloin kytkentäkertoimeksi saadaan luku, joka on lähellä maksimiarvoa eli arvoa 1. Kytkentäkertoimen arvon ollessa 1 tarkoittaa, että kaikkien käämitysten synnyttämät magneettivuot kulkisivat kaikkien käämitysten läpi eikä kuristimella olisi yhtään hajavuota. Toisin sanoen kuristin olisi ideaalinen.

Toroidi sydämet ovat halpoja eikä käämityksiä varten tarvitse puolia, sillä toroidien reunat ovat pyöristettyjä, joten kupari- tai alumiinilanka voidaan käämittää suoraan sydämen päälle. Toisaalta, jos käämikierroksia on paljon, käämittäminen on vaikeaa ja kallista, sillä sitä varten tarvitaan toroidin käämitykseen valmistettu kone. On myös mahdollista tehdä käämitykset käsin, mutta se on erittäin hidasta.

Teoriassa myös muita sydänmuotoja voidaan käyttää CM kuristimissa, mutta käämittäminen täytyy tehdä siten, että kaikkien vaiheiden käämitykset tulevat samalle jalalle ja jokaisen käämityksen välille on jäätävä riittävästi eristeväliä. Lisäksi sydämien puoliskojen väliset

ilmavälit täytyy minimoida, jotta sydämen permeabiliteetti on mahdollisimman suuri. Permeabiliteetin pienentyessä tarvittavien käämikierrosten määrä kasvaa.

5. KURISTIMIEN ERI SYDÄNMATERIAALIEN OMINAISUUKSISTA

Erilaisia sydämen materiaaleja on olemassa lukuisia, sillä erilaiset sovellukset tarvitsevat erilaisia ominaisuuksia sydämiltä. Valmistajat ovat yrittäneet luoda erilaisia materiaaleja, joista osa olisi mahdollisimman hyviä yleismateriaaleja toisten ollessa tarkoitettu vain tiettyihin sovelluksiin. Esimerkiksi joissakin anturisolvelluksissa halutaan, että sydänmateriaali reagoisi virran aiheuttamaan magneettikentän muutoksen mahdollisimman herkästi, kun puolestaan suurivirtaisten sovelluksien eromuotoisessa kuristimessa halutaan, ettei materiaali kyllästy pienillä virroilla. Sopivaa sydänmateriaalia etsittäessä voidaan lähteä liikkeelle tutkimalla sydänmateriaalin B-H käyrää, suhteellisen permeabiliteetin muutosta lämpötilan ja taajuuden suhteen sekä tarkistamalla, että materiaalin curie-piste ei tule vastaan käytössä.

B-H käyrästä voi helposti ja nopeasti arvioida materiaalin soveltuvuutta omaan käyttöön. Käyrän perusteella voi arvioida kyllästymistä sekä suhteellisen permeabiliteetin suuruutta. Mitä nopeammin B :n arvo kasvaa H :n suhteen, sitä suurempi permeabiliteetti on. Toisaalta mitä nopeammin B :n arvo saavuttaa arvon, jossa sen suuruus ei enää kasva merkittävästi H :n arvon kasvaessa, sitä nopeammin materiaali kyllästyy. Esimerkkejä sydänmateriaalien B-H käyristä on esitetty kuvissa 5.1 ja 5.2.

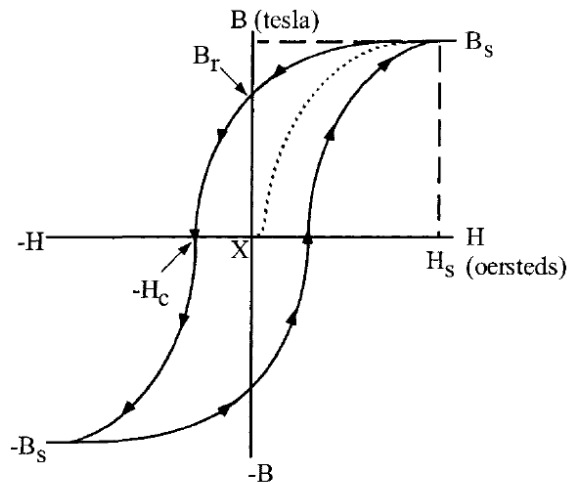
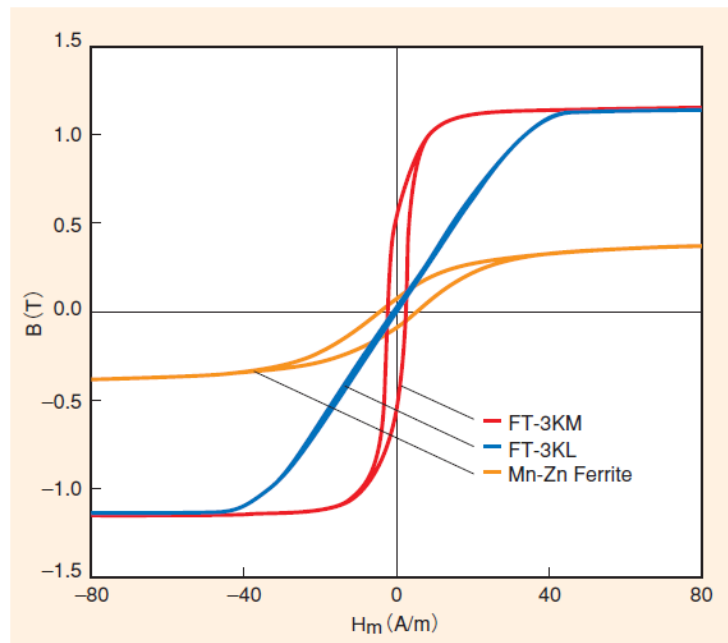


Figure 1-17. Typical Hysteresis Loop.

Kuva 5.1. Materiaalin B-H käyrä. Katkoviiva kuvaa materiaalin magneettivuontiheyden muutosta magneettikentänvoimakkuuden suhteen, kun materiaali ei ole valmiiksi magnetoitunut lähtötilanteessa. B_s esittää materiaalin kyllästysvuontiheyttä, jonka saavuttamisen jälkeen magneettivuontiheys ei enää kasva merkittävästi magneettikentän voimakkuuden kasvaessa. (McLyman 2014)

Kuvasta 5.1 nähdään, että ainoastaan katkoviivalla piirretty käyrä kulkee origon kautta. Syy on remanenssivuossa B_r , jonka suuruinen magneettivuontiheys jää sydämeen, kun vaikuttava magneettikenttä H ajetaan arvoon 0. Remanenssivuon kumoamiseksi tarvitaan koersiivikentän $-H_c$ arvoinen magneettikenttä.

Kahden kiinteällä viivalla piirretyn käyrän väliin jäävä pinta-ala kuvaa sydämessä tapahtuvia energiahäviöitä (McLyman 2014). Mitä suurempi pinta-ala on, sitä enemmän sydämessä on hystereesihäviöitä.



Kuva 5.2. MnZn ferriitin sekä kahden Hitachi Metals:n valmistaman nanocrystalline sydänmateriaalin esimerkki B-H käyriä. (Hitachi Metals 2016)

Kuvassa 5.2 on esitetty yhden MnZn ferriitin sekä kahden eri nanocrystallinen sydänmateriaalin B-H käyrät. Kuvasta voidaan havaita, että ferriitillä on kaikista pienin permeabiliteetti, koska sen käyrä nousee hitaimmin magneettikentänvoimakkuuden muutoksen suhteen. Sillä on myös kaikista matalin kyllästysvuontiheyden arvo. FT-3KM materiaalilla on suurin permeabiliteetti, kyllästysvuontiheyden arvon ollessa yhtä suuri kuin FT-3KL materiaalilla. FT-3KL materiaali kyllästyy kolmesta esitetystä materiaalista kaikista suurimmalla virralla, kun FT-3KM puolestaan kyllästyy kuvan perusteella kaikista pienimmällä virralla.

B-H käyrää katsoessa voi havaita, että käyrien arvot eivät kasva lineaarisesti tarkoittaen, että permeabiliteetin arvo ei pysy vakiona, vaan se muuttuu. Kuvassa 5.3 on esitetty jonkun materiaalin B-H ja permeabiliteetin käyrät.

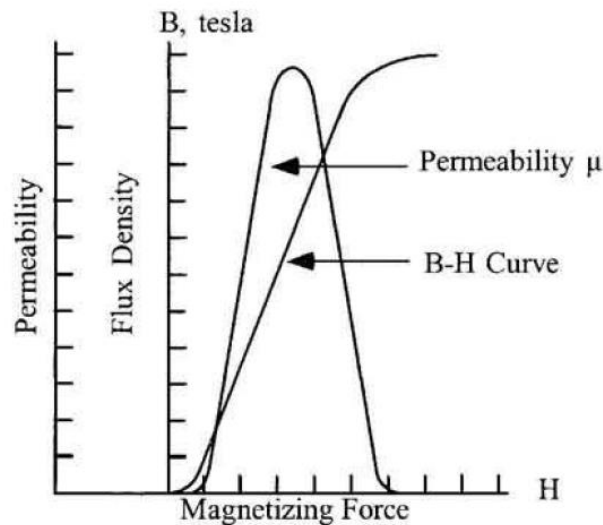


Figure 1-19. Variation of Permeability μ along the Magnetizing Curve.

Kuva 5.3. Materiaalin B-H ja permeabiliteetin käyrät. Permeabiliteetti ei pysy vakiona, vaan sen arvo muuttuu rajusti magneettikentän voimakkuuden suhteen. (McLyman 2014)

Kuvasta 5.3 voidaan havaita, että permeabiliteetin arvo muuttuu rajusti magneettikentänvoimakkuuden suhteen. Kuristinta suunniteltaessa suunnittelijan on otettava tämä huomioon ja kyllästysvirtoja laskettaessa on käytettävä B_{sat} arvon sijaan esimerkiksi $0,5B_{\text{sat}}$ tai maksimissaan $0,7B_{\text{sat}}$, jotta kuristimessa olisi vielä riittävästi induktanssia kyseisellä virralla. Kuvasta voidaan huomata, että B_{sat} arvolla permeabiliteetti on olematon, joten myös induktanssi ja vaimennuskyky ovat mitättömiä.

Materiaalien permeabiliteetti muuttuu virran lisäksi myös lämpötilan suhteen. Suunnittelijan onkin syytä vilkaista valmistajien mittaamia käyriä, jotta hän voi varmistaa, että kyseessä oleva sydänmateriaali kelpaa suunniteltavaan sovellukseen. Voimakkailta muutoksilla on vaikutuksia vaimennuskykyyn eri taajuuksilla, joten lämpötilojen muutoksien aiheuttamien

vaikutuksien harkitsemattomuus voi johtaa huonosti toimivaan kuristimeen. Jotkut materiaalit reagoivat lämpötilan muutokseen vähemmän kuin toiset.

Kappaleessa 3 kerrottiin, että materiaalin permeabiliteetti on todellisuudessa kompleksinen, joten se sisältää sekä reaalisen reaktiivisen osan että imaginäärisen häviöllisen osan. Eri sydänmateriaalien kompleksiset permeabiliteetit käyttäytyvät eri tavalla taajuuden suhteen, joten suunnittelijan täytyy tutustua potentiaalisten materiaalien kompleksisiin permeabiliteetteihin. Valmistajien sivuilta ja datalehdistä löytyykin useimmiten kuvaajia, joista näkee sekä permeabiliteettien osien että kokonaispermeabiliteetin käyttäytymiset taajuuden suhteen.

Curie-piste on lämpötila, jossa ferromagneettinen materiaali menettää magneettiset ominaisuutensa ja muuttuu paramagneettiseksi aineeksi (TKD 2014). Lämpötilan laskiessa takaisin alle curie-pisteen, muuttuu materiaali jälleen ferromagneettiseksi. Curie-pisteen ylittämisen vaikutus ei ole pysyvä.

Sydämen häviöt voivat sovelluksesta riippuen olla epätoivottuja. Esimerkiksi korkeataajuisien muuntajien tapauksessa sydänhäviöt voivat huonontaa hyötysuhdetta. Oli sovellus mikä tahansa, niin sydänhäviöt nostavat sydämen lämpötilaa. Mikäli sovelluksessa on suurien sydänhäviöiden lisäksi myös suuret käämihäviöt, voi sydämen lämpötila nousta niin korkealle, että kuristin lämmittää laitteen kotelon sisällä olevaa ilman lyhentäen muiden komponenttien elinikää huomattavasti. Myös sydämien päällysmateriaaleille on annettu maksimi lämpötilat, joita ei saa ylittää. Ne voivat olla reilusti alle materiaalin curie-pisteen suuruisia.

Kappaleen 5 alaotsikoissa 5.1 – 5.6 on esitetty joitakin yleisesti käytettyjä sydänmateriaaleja. Tämän työn kannalta olennaisia ovat vain kappaleesta 5.5 löytyvät ferriitit ja 5.6 löytyvä nanocrystalline. Muiden esitettyjen sydänmateriaalien suhteelliset permeabiliteetit ovat niin pieniä, että niitä käytettäessä yhteismuotoisista kuristimista tulisi aivan liian suuria ulkomi-toiltaan. Metallinen lasi olisi myös käynyt ja sitä haluttiinkin testata, mutta niistä ei löytynyt sopivia kokoja materiaaleja tilattaessa.

5.1 Ilma

Ilmasydän on kaikista kuristimista vanhin. Olkoonkin, että erilaisia sydämen materiaaleja on keksitty paljon viimeisen 100 vuoden aikana, niin ilmasydämiä käytetään edelleen. Sillä on kaksi erittäin suurta vahvuutta, joissa mikään muu sydänmateriaali ei pääse lähellekään. Ensinnäkin ilmasydämisen kuristimen sydän on nimensä mukaisesti ilmaa eikä rauta- tai nikkelipohjaista ainetta, joten se ei kyllästy virran funktiona vaan sen induktanssi pysyy kutakuinkin samassa arvossa virran suuruudesta riippumatta. Toinen vahvuus on se, että sen sydämessä ei synny hystereesi- eikä pyörrevirtahäviöitä, joten niitä voidaan käyttää korkeataajuisemmissa sovelluksissa kuin muita materiaaleja. Ilmasydämisessä kuristimessa häviöt ovat pelkästään kuparihäviöitä. (Agilemag 2018)

Ilmasydämiä kuristimia voidaan käämittää useisiin eri muotoihin, kuten esimerkiksi toroidiksi. Käämittäessä käytetty muotti on tehtävä materiaalista, joka on helppo saada pois kuparien välistä, kun käämitys on tehty loppuun. Muotin voi myös jättää paikalleen, jos sillä ei ole magneettisia ominaisuuksia ja se kestää käämien lämmön.

Ilmasydämellä on muutama heikkous, jotka estävät sen käyttöä joissakin sovelluksissa. Ensimmäinen heikkous on mahdottomuus hallita magneettivuon kulkureittiä muissa kuin yksivaiheisissa toroideissa. Magneettivuo ei siis pysy sydämen sisällä vaan se sulkeutuu ilmaiteitse ja siten myös säteilee ympäristöön, jolloin se voi aiheuttaa EMC ongelmia. Selkeän sydämen puuttumisen ja magneettivuon tarkkojen reittien määrittämisen mahdottomuuden takia ilmasydäntä ei myöskään voida käyttää yksi- tai kolmivaiheisissa yhteismuotoisissa kuristimissa. Yhteismuotoinen kuristin tarvitsee yhteisen fyysisen sydämen, jonka kautta magneettivuo voidaan ohjata niin, että jokaisen vaiheen indusoimat vuot kulkevat mahdollisimman tehokkaasti myös kaikkien muiden vaiheiden käämitysten läpi, jotta yhteismuotoinen induktanssi on mahdollisimman suuri.

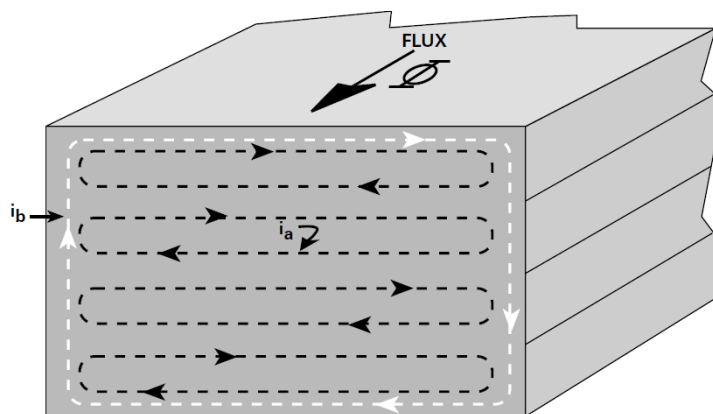
Ilmasydämet eivät myöskään sovellu kuristimiin, joihin tarvitaan suuri induktanssi. Syy on ilman suhteellisessa permeabiliteetissa, jonka arvo on yksi. Ilman suhteellinen permeabiliteetti on erittäin matala, joten suurta induktanssia varten kuristimeen tarvitsisi käämittää paljon kierroksia, jotta haluttu induktanssi saavutettaisiin. Kierrosmäärän kasvaessa myös kuristimen fyysinen koko kasvaa tarkoittaen, että suuri induktanssiset ilmasydämiset kuristimet olisivat valtavan kokoisia.

5.2 Piiteräs

Rautasydämet olivat ennen laajassa käytössä, mutta niissä oli kaksi ongelmaa: Niiden resistiivisyys oli pieni ja ne ikääntyivät käytössä. Pienen resistiivisyyden takia rautasydämissä tapahtui suuria häviöitä pyörrevirtojen takia ja sydämien ikääntyessään niiden häviöt kasvoivat entisestään. (McLyman 2014)

Rautasydämien häviöiden ja ikääntymisen takia keksittiin lisätä piitä rautaan. Sillä saatiin aikaan materiaali, jolla oli suurempi sähköinen resistiivisyys. Resisttiivisyyden kasvu pienensi pyörrevirtoja ja siten häviöitä, jolloin muuntajien ja kuristimien hyötysuhde parani – varsinkin korkeammilla taajuuksilla (McLyman 2014). Pii myös pienentää hystereesihäviöitä vaikuttamalla teräksen rakenteeseen (AK Steel 2007).

Toinen keino vaikuttaa pyörrevirtojen suuruuteen on säätämällä laminoinnin paksuutta. Kaikki piirauta sydämet koostuvat ohuista päällekkäin ladotuista sähkölaminaateista, jotka ovat eristetty toisistaan. Mitä ohuempia kyseiset sähkölaminaatit ovat, sitä vähemmän niissä kulkee pyörrevirtoja. Lisäksi täytyy varmistaa, että laminoitien väliset eristeet ovat riittäviä, sillä pyörrevirrat voivat myös pyöriä eri laminoitien välillä eikä pelkästään yhden laminaatin sisällä kuvan 5.4 esittämällä tavalla. (AK Steel 2007)



Kuva 5.4. Neljästä sähkölaminaatista koostuvan piirautasydämen sisällä kulkevia pyörrevirtoja. Valkoisella piirretty viiva eli i_b esittää koko sydämen alueella kulkevia pyörrevirtoja. Mustalla piirretyt viivat eli i_a puolestaan esittävät yksittäisen laminoinnin sisällä kulkevaa pyörrevirtaa. (AK Steel 2007)

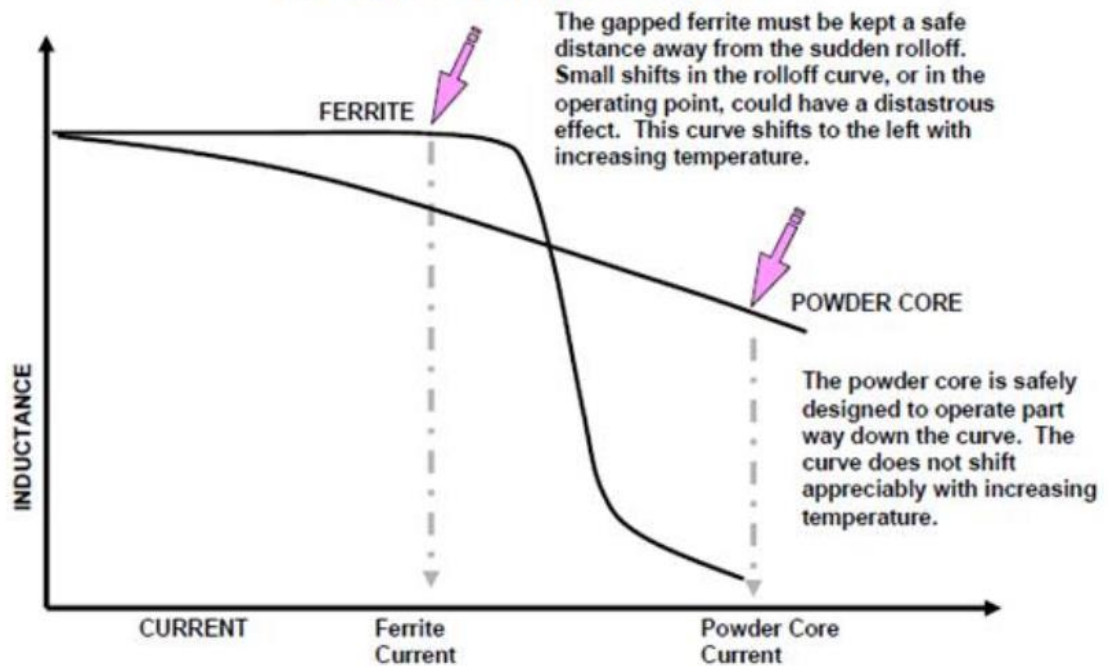
Piirauta sydämet voidaan käytännössä jakaa kahteen kategoriaan: suunnattuihin ja suuntaamattomiin. Suunnattua piirautaa on käsitelty siten, että sen magneettiset ominaisuudet ovat erinomaiset vain tietyn akselin suuntaisesti. Muissa suunnissa magneettiset ominaisuudet ovat huomattavasti heikommat. Suuntaamatonta piirautaa ei ole käsitelty siten, että sen magneettiset ominaisuudet olisivat parempia tietyn akselin suuntaisesti. Suuntaamattomia piirautasydämet sopivat sellaisiin sovelluksiin, joissa magneettivuon suunta voi vaihtua vauhdissa. (AK Steel 2007)

5.3 Pulveri

Pulverisydämet koostuvat nimensä mukaisesti pulverista eikä rullalle pyöritetystä ohuesta ja litteästä nauhasta. Jokaisessa pulverisydämessä on käytetty ainakin rautapulveria, mutta sen määrä sekä muiden pulveriaineiden määrät vaihtelevat mallista riippuen. Pulverisydämet valmistetaan puristamalla pulverit kasaan erittäin kovalla paineella, jolloin syntyy kiinteä sydän. Ennen puristusta pulveriseokseen lisätään joitain aineita, jotka kiinnittyvät pulverien pintaan, eristäen ne sähköisesti toisistaan. Lisäksi lisätään sidosainetta, joka pitää kuristimen kasassa.

Eristeaineen eristävän vaikutuksen takia pulverisydämiin muodostuu ilmavälejä, jotka jakautuvat tasaisesti koko sydämeen. Ilmavälit laskevat sydämen permeabiliteettia antaen sille vakaamman induktanssin virran suhteen (Chang Sung 2012). Vakaamman induktanssin merkitys on esitetty kuvassa 5.5. Myös hystereesi- ja pyörrevirtahäviöt ovat pieniä sähköisen eristyksen takia.

Soft Saturation



Kuva 5.5. Pulveri- ja ferriittisydämien induktanssien muutokset virran suhteen. (Magnetics 2018 A)

Kuvasta 5.5 havaitaan, että pulverisydämen induktanssin arvossa ei ole yllättäviä ja äkillisiä muutoksia virran kasvaessa. Ferriittisydämen induktanssissa sen sijaan on suuri muutos tietyllä virralla, joka voi aiheuttaa suuria ongelmia mikäli sitä ei olla otettu huomioon suunnittelussa.

Pulverisydän malleja on nykyään paljon, koska lähes jokaisella valmistajalla on yleisimpien mallien lisäksi joitakin omia malleja. Yleisimmät ja lähes jokaiselta valmistajalta saatavana olevat mallit ovat rautapulveri, Sendust, MPP, High Flux ja XFlux. Edellä mainitut 5 mallia eroavat toisistaan pulverimateriaalien koostumuksilla, kuten taulukosta 5.1 nähdään.

Taulukko 5.1. Eri pulverimateriaalien koostumukset, kyllästysvuontiheydet ja saatavilla olevat suhteelliset permeabiliteetit. (Magnetics 2018 C), (Magnetics 2015), (McLyman 2014) ja (MICROMETALS 2007)

Materiaali	Koostumus	B_{sat}	μ_r
Rautapulveri	Fe	0,5 – 1,4 T	10u, 14u, 22u, 33u, 35u, 55u, 60u, 75u, 100u
Sendust	Al - Si - Fe	1,0 T	14u, 26u, 40u, 60u, 75u, 90u ja 125u
MPP	Ni - Fe - Mo	0,7 - 0,8 T	14u, 26u, 60u, 125u, 147u, 160u, 173u, 174u, 200u, 300u ja 550u.
High Flux	Ni - Fe	1,5 T	14u, 26u, 60u, 125u, 147u, 160u
XFlux	Fe - Si	1,6 T	26u, 40u, 50, 60u, 75u, 90u

5.3.1 Rautapulveri

Rautapulveri on kaikista pulverimateriaaleista halvin. Sitä käytetään paljon esimerkiksi hakureissa sekä erilaisissa kuristimissa. Sen heikkouksia ovat muita pulverisydämiä suuremmat sydänhäviöt sekä orgaanisesta sidosaineesta johtuva terminen ikääntyminen.

Termisellä ikääntymisellä tarkoitetaan, että altistuessaan riittävän pitkäksi aikaa korkeammille lämpötiloille, alkaa kuristimen induktanssi pienentyä ja pyörrevirtojen aiheuttamat häviöt kasvavat. Pyörrevirtojen aiheuttamien häviöiden kasvaessa sydän lämpenee jatkossa entistä enemmän kiihdyttäen termistä ikääntymistä. Termisen ikääntymisen vaikutuksia ei voi korjata jälkeenpäin mitenkään. Micrometals kehottaakin olemaan tarkkana suunnittelun kanssa, jos lämpötilat ovat yli 75 °C. He myös sanovat, että sellaisia kuristimia ei tulisi käyttää, joissa sydänhäviöt ovat suuremmat kuin kuparihäviöt. (Micrometals 2007)

5.3.2 Sendust / Koolmu

Sendust sydämet ovat kalliimpia kuin rautapulverit, mutta halvempia kuin muut pulverisydämet. Niiden etu, varsinkin rautapulveriin verrattuna, on pienet sydänhäviöt ja matala, arvoltaan lähes nolla oleva magnetostriktiivisyys. Magnetostriktiivisyydellä tarkoitetaan

ulkoisen magneettikentän aiheuttamia dimensioiden muutoksia materiaalissa. Erittäin matalan magnetostriktiivisyyden takia Sendust sydämet eivät juurikaan pidä ääntä eri taajuuksilla, joten ne sopivat hyvin sellaisiin laitteisiin joissa melutaso on kriittinen. Sendust sydämet eivät ikäänny korkeissa lämmöissä kuten rautapulverit tekevät ja niiden suhteellinen permeabiliteetti sekä kyllästymisen eivät ole erittäin herkkiä lämpötilan muutoksille. (Magnetics 2018 B)

5.3.3 MPP

MPP on lyhenne molypermalloy pulverista. Se mullisti aikoinaan erilaisten hakkuriteholähteiden käytön, koska sen sydänhäviöt ovat kaikista pulverisydämistä pienimmät (McLyman 2014). Lisäksi lämpötilan muutokset eivät vaikuta sen suhteelliseen permeabiliteettiin ja kyllästysvuontiheyden suuruuteen juuri ollenkaan, joten MPP sydämisten kuristimien induktanssit ovat melko vakaita lämpötilan suhteen (Magnetics 2018 D). Tästä syystä niitä voidaan asentaa erilaisissa olosuhteissa toimiviin laitteisiin ilman suurta huolta lämpötilojen vaihtelusta.

5.3.4 High Flux

High Flux materiaalilla on pienet sydänhäviöt. Vain MPP:llä on pienemmät sydänhäviöt kuin High Flux materiaalilla. High Flux sydämet ovat halvempia kuin MPP sydämet ja niiden kyllästysvuontiheys on suurempi, joten ne kestävät enemmän DC ja AC virtaa kyllästymättä (Magnetics 2018 E). Pienten häviöiden ja suuren kyllästysvuontiheyden takia High Flux sydämistä tehtyjä kuristimia voidaan tietyissä tapauksissa tehdä pienemmällä sydämellä kuin muilla sydämillä varustettuja kuristimia. Huonona puolena voidaan pitää hintaa, joka on korkea verrattuna muihin pulverisydämiin, pl. MPP.

5.3.5 Xflux / Mega Flux

Xflux sydämillä on pulverisydämistä kaikista korkein kyllästysvuontiheys. Lisäksi sen sydänhäviöt ovat pienemmät kuin rautapulverilla, joten se käy erinomaisesti sovelluksiin joissa kulkee suuria virtoja. (Magnetics 2016)

5.4 Metallinen lasi

Neljännessä kategoriassa, eli amorfisten metallien kategoriassa on kaksi erilaista materiaalia: MetGlas®:n valmistama metallinen lasi ja nanocrystalline. Metallisen lasin ja nanocrystallinen ero on kiderakenteessa: nanocrystallinen rakenne on järjestäytyntä ja kideäistä mutta metallisen lasin ei.

MetGlas® valmistaa ainakin viittä erilaista metallista lasia, joiden perustiedot on koottu taulukkoon 5.2. Jokaisella niistä on omat hyvät ja huonot puolensa sekä käyttökohteensa. Jokaisella materiaalilla on verrattain korkea curie-piste, jota kuristin ei tule saavuttamaan normaalissa tilanteessa.

Taulukko 5.2. MetGlas:n valmistamia metallisia laseja. Eri malleja tehdään seostamalla erilaisia aineita keskenään, jolloin voidaan säätää kyllästysvuontiheyden suuruutta, permeabiliteettia tai esimerkiksi curie pistettä. (MetGlas 2018)

Materiaali	Koostumus	B_{sat}	μ_r	Curie-piste
2605SA1	B 1 – 5 % Si 5 – 10 % Fe 85 – 95 %	1,56 T	45 000 / 600 000*	395 °C
2605S3A	B 1 – 5 % Si 1 – 5 % Cr 1 – 5 % Fe 85 – 95 %	1,41 T	> 20 000 / 35 000*	358 °C
2705M	B 1 – 5 % Fe 1 – 5 % Mo 1 – 5 % Ni 1 – 5 % Si 3 – 7 % Co 75 – 85 %	0,77 T	290 000 / 600 000*	365 °C
2714A	B 1 – 5 % Ni 1 – 5 % Fe 7 – 13 % Si 7 – 13 % Co 75 – 90 %	0,57 T	> 80 000 / 1 000 000*	225 °C
2826MB	B 1 – 5 % Mo 5 – 10 % Fe 40 – 50 % Ni 40 – 50 %	0,88 T	> 50 000 / 800 000*	353 °C

Taulukosta 5.2 voidaan havaita, että jokaisessa metallisen lasin tyypissä on erilainen koostumus. Siinä esiintyvä B tarkoittaa booria, Si piitä, Ni nikkeliä, Fe rautaa, Cr kromia ja Mo molybdeeniä ja Co kobalttia. Tähdellä merkattujen suhteellisten permeabiliteettien arvot ovat suhteellisten permeabiliteettien arvoja käsittelyn jälkeen.

Useiden erilaisten mallien takia metallisia laseja voidaan käyttää melkein sovelluksessa kuin sovelluksessa. Pienempi permeabiliteettisia ja suuremmalla kyllästysvuontiheydellä varustettuja malleja voidaan käyttää esimerkiksi kuristimissa siinä, missä suuri permeabiliteettisia malleja voidaan käyttää virtamuuntajina. Tähän diplomityöhön oltaisiin haluttu mukaan myös ainakin yksi metallinen lasi materiaali, mutta tarpeeksi suuria toroidi sydämiä ei ollut tarjolla materiaalien tilausvaiheessa.

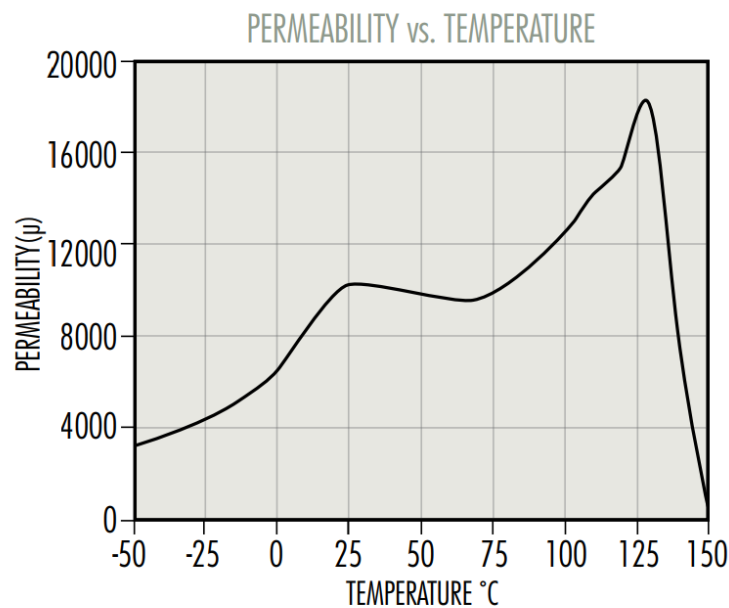
5.5 Ferriitti

Ferriitit ovat keraamisia, homogeenisiä materiaaleja, jotka koostuvat erilaisista oksideista pääaineen ollessa rautaoksidi (McLyman 2014) ja (Magnetics 2018 F). Vaihtamalla koostumusta, voidaan ferriittejä valmistaa eri suuruisilla suhteellisilla permeabiliteeteilla, kyllästysvuontiheyksillä ja erilaisilla taajuuskäyttäytymisillä.

Ferriiteillä on suuri resistiivisyys, joten ne sopivat hyvin korkeammille taajuuksille, sillä pyörrevirtojen aiheuttamat häviöt jäävät pieniksi (TKD 2014). Niitä voidaan käyttää korkeammille taajuuksille kuin piirautaa tai rautalaminaattisydämiä, joten niillä voidaan tehdä esimerkiksi keski- ja korkeataajuisia muuntajia.

Ferriittien heikkous on niiden suhteellisen matala kyllästysvuontiheys verrattuna muihin sydänmateriaaleihin, kuten rautaan tai pulverisydämiin. Toisin sanoen ne kyllästyvät helpommin kuin pulverit ja rauta. Toisaalta niiden suhteellinen permeabiliteetti on huomattavasti suurempi kuin pulvereilla tai raudalla, joten niistä voidaan valmistaa korkeainduktanssisia kuristimia suhteellisen vähäisellä käämikierrosmäärällä sellaisiin sovelluksiin joissa ei kulje suuria virtoja. Ferriitit ovatkin suosituin yhteismuotoisen kuristimen sydänmateriaali.

Ferriittien toinen heikkous on niiden suhteellisten permeabiliteettien ja kyllästysvuontiheyksien muutos lämpötilan suhteen. Edellä mainitut suureet voivat muuttua kymmeniä prosentteja lämpötilojen vaihdella, joten suunnittelijan on tiedettävä miten ympäristön ja kuristimen lämpötilat voivat vaihdella. Magnetics:n W tyypin ferriitin suhteellisen permeabiliteetin muutos lämpötilan suhteen on esitetty kuvassa 5.6.



Kuva 5.6. Magnetics Inc:n valmistaman W tyypin ferriitin permeabiliteetin muutos lämpötilan suhteen. Permeabiliteetti laskee nopeasti lämpötilan laskiessa 25 celsius asteesta ja lämpötilan noustessa yli 75 celsius asteen. (Magnetics 2017)

Ferriittejä valmistetaan useiden eri valmistajien toimesta, joten eri valmistajien mallien vertaileminen voi olla työlästä. Valmistajat ovat tiedostaneet kyseisen ongelman, joten lähes jokaisen valmistajan sivulta löytyy taulukko, jossa on esitetty heidän jokaista malliansa vastaavat kilpailijoiden mallit.

5.5.1 Mangaani-sinkki (MnZn)

MnZn ferriitit ovat kahdesta eri ferriittityypistä enemmän käytettyjä. Niillä on korkeampi suhteellinen permeabiliteetti kuin NiZn ferriiteillä, joten niiden impedanssi matalilla, korkeintaan muutaman megahertsin taajuuksilla, on suurempi. MnZn onkin erittäin suosittu sydänmateriaali yhteismuotoisissa kuristimissa.

Erilaisia MnZn ferriittimateriaaleja on listattu taulukkoon 5.3. Kyseiset ferriitit ovat joko Magnetics:n, Ferroxcuben tai TDK:n (Epcos) valmistamia.

Taulukko 5.3. Magnetics:n, Ferroxcube:n ja TDK:n valmistamia MnZn ferriitti materiaaleja.

Materiaali	ρ @ 25 °C	B_{sat}	μ_r	Curie-piste
L	10,0 Ωm	0,42 T	750 \pm 25 %	300 °C
3F35	10,0 Ωm	0,50 T	1400 \pm 20 %	\geq 240 °C
3F31	8,0 Ωm	0,52 T	1800 \pm 20 %	\geq 230 °C
3F3	2,0 Ωm	0,44 T	2000 \pm 20 %	\geq 200 °C
N87	10,0 Ωm	0,49 T	2200 \pm 25 %	$>$ 210 °C
P	5,0 Ωm	0,47 T	2500 \pm 25 %	210 °C
T	5,0 Ωm	0,53 T	3000 \pm 25 %	220 °C
3E28	1,0 Ωm	0,44 T	4000 \pm 20 %	\geq 145 °C
J*	0,5 Ωm	0,43 T	5000 \pm 20 %	145 °C
3E25*	0,5 Ωm	0,39 T	6000 \pm 20 %	\geq 125 °C
3E26*	0,5 Ωm	0,43 T	7000 \pm 20 %	\geq 155 °C
W*	0,1 Ωm	0,39 T	10 000 \pm 30 %	135 °C
3E6*	0,1 Ωm	0,39 T	12 000 \pm 20 %	\geq 130 °C
3E7	0,1 Ωm	0,39 T	15 000 \pm 20 %	\geq 130 °C
3E9	0,1 Ωm	0,38 T	20 000 \pm 20 %	\geq 100 °C

Taulukosta 5.3 voidaan havaita, että MnZn ferriittien curie-pisteet ovat alhaisempia kuin pulveri sydämillä tai metallisella lasilla. Yleensä curie-piste ei ole ongelma, sillä jonkin muun materiaalin, kuten esimerkiksi sydämien päällysteiden maksimi käyttölämpötila rajoittaa käyttöä enemmän.

Taulukossa 5.3 esitetyistä kuristimista yksittäisien kirjaimien mukaan nimetyt mallit ovat Magnetics:n valmistamia, N87 Epcos:in valmistama ja loput ovat Ferroxcube:n malleja.

Tähdillä merkattuja malleja mainostetaan EMC sovelluksiin soveltuvina valmistajien datalehdissä. Tässä työssä testattiin taulukosta löytyviä N87, J ja W materiaaleja. Magnetics:n J ja W materiaalit päätettiin ottaa mukaan testiin, koska niitä mainostettiin EMI materiaaleina. Epcos:n N87 materiaalia päätettiin myös tilata, koska haluttiin selvittää miten pienemmällä suhteellisella permeabiliteetilla varustettu ferriitti voisi toimia yhteismuotoisen kuristimen sydämenä.

5.5.2 Nikkeli-sinkki (NiZn)

NiZn ferriittien suhteelliset permeabiliteetit ja kyllästysvuontiheydet ovat keskimäärin pienempiä kuin MnZn ferriiteillä, joten tiettyä induktanssia varten tarvitaan enemmän käämikierroksia. Lisäksi ne kyllästyvät helpommin pienemmän kyllästysvuontiheyden takia. Toisaalta niiden resistiivisyys on puolestaan korkeampi kuin MnZn ferriiteillä, joten ne soveltuvat paremmin korkeammille taajuuksille, sillä niihin syntyvät pyörrevirrat ovat pienempiä. NiZn ferriitit säilyttävät permeabiliteettinsa arvon paljon paremmin kuin MnZn ferriitit taajuuden kasvaessa. Edellä mainituista syistä NiZn ferriittejä käytetäänkin korkeammille taajuuksille, alkaen 1 MHz:sta aina 1 GHz:iin asti (McLyman 2014) ja (Ferroxcube 2013).

Hitachi Metals:in valikoimasta löytyy myös kaksi suurempi permeabiliteettista NiZn ferriittiä: NP20D ja NP22D. Niiden permeabiliteetit ovat $2000 \pm 25\%$ (NP20D) ja $2200 \pm 25\%$ (NP22D) (Hitachi Metals 2007). Joitakin NiZn materiaaleja ja niiden ominaisuuksia on esitetty taulukossa 5.4.

Taulukko 5.4. Ferroxcube:n ja Hitach:in valmistamia NiZn ferriittimateriaaleja.

Materiaali	ρ [Ωm]	B_{sat}	Permeabiliteetti	Curie piste
NB25S	$10^6 \Omega\text{m}$	0,50 T	$250 \pm 25 \%$	360 °C
NH30S	$10^6 \Omega\text{m}$	0,44 T	$300 \pm 25 \%$	230 °C
NH45S	$10^6 \Omega\text{m}$	0,44 T	$450 \pm 25 \%$	240 °C
NB50S	$10^6 \Omega\text{m}$	0,44 T	$500 \pm 25 \%$	240 °C
NH65S	$10^6 \Omega\text{m}$	0,38 T	$650 \pm 25 \%$	190 °C
NB65S	$10^6 \Omega\text{m}$	0,41 T	$650 \pm 25 \%$	200 °C
NB80S	$10^6 \Omega\text{m}$	0,40 T	$800 \pm 25 \%$	210 °C
NH90S	$10^6 \Omega\text{m}$	0,35 T	$900 \pm 25 \%$	160 °C
NB90S	$10^6 \Omega\text{m}$	0,39 T	$900 \pm 25 \%$	150 °C
4S2	$10^5 \Omega\text{m}$	0,34 T	850	$\geq 125 \text{ °C}$
4A11	$10^5 \Omega\text{m}$	0,34 T	$850 \pm 20 \%$	$\geq 125 \text{ °C}$
8C12	$10^5 \Omega\text{m}$	0,26 T	$900 \pm 20 \%$	$\geq 125 \text{ °C}$
8C11	$10^5 \Omega\text{m}$	0,31 T	$1200 \pm 20 \%$	$\geq 125 \text{ °C}$
4A15	$10^5 \Omega\text{m}$	0,35 T	$1200 \pm 20 \%$	$\geq 125 \text{ °C}$
4A20	$10^5 \Omega\text{m}$	0,26 T	$2000 \pm 20 \%$	$\geq 100 \text{ °C}$
NP20D	$10^5 \Omega\text{m}$	0,27 T	$2000 \pm 25 \%$	110 °C
NP22D	$10^5 \Omega\text{m}$	0,26 T	$2200 \pm 25 \%$	90 °C

Taulukossa 5.4 esitetyistä materiaaleista N-alkuiset materiaalit ovat Hitach:in valmistamia ja loput Ferroxcube:n. Voidaan havaita, että suhteelliset permeabiliteetit ovat selkeästi matalampia kuin taulukossa 5.3 esitetyillä MnZn ferriiteillä.

5.6 Nanocrystalline

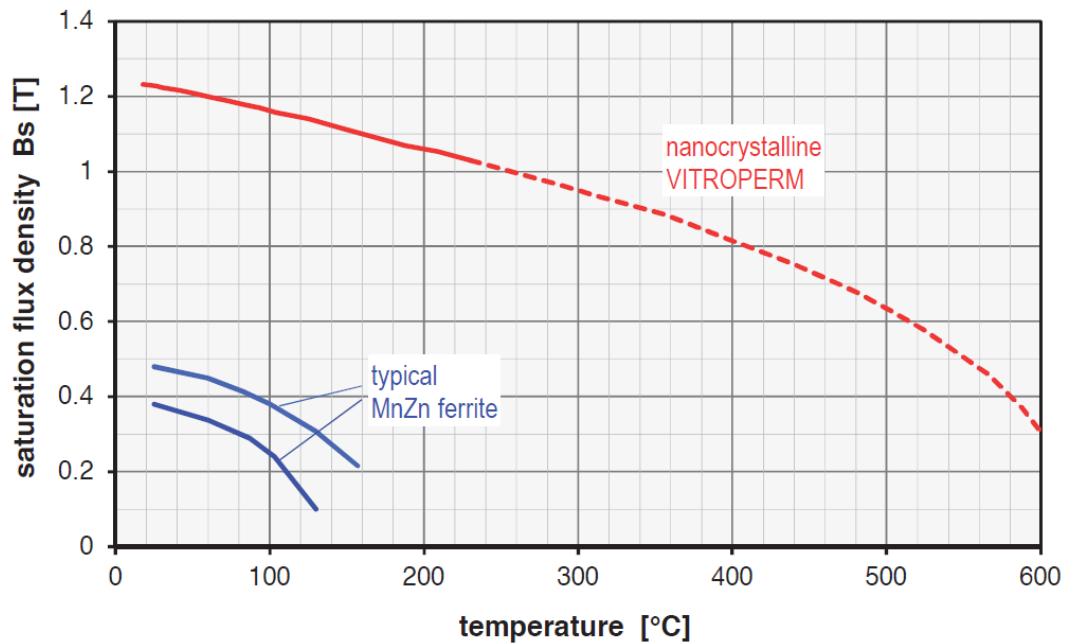
Nanocrystalline on suhteellisen uusi sydänmateriaali, jolla on erittäin pienirakeisista osasista koostuva kiderakenne. Se koostuu tyypillisesti raudasta, kuparista, niobiumista, piistä ja boronista (Schwenk et al. 2015).

Nanocrystalline materiaalien suhteelliset permeabiliteetit voivat vaihdella 1000 ja 200 000 välillä. Korkean suhteellisen permeabiliteettinsa takia ne soveltuvat hyvin yhteismuotoisten kuristimien sydänmateriaaleiksi, koska tarvittavien käämikierrosten määrä on pieni suhteessa muihin materiaaleihin. Pienen käämikierrosmäärän takia voidaan valita pienempi sydän kuin muiden sydänmateriaalien tapauksissa, joten kuristimen kokonaiskoko pienenee. Tutkijat Roc'h et al (2012) toteavat omassa tutkimuksessaan, että käyttämällä nanocrystalline voidaan kuristimen koko pienentää 50 – 80 % vastaavan ferriitikuristimen koosta.

Korkean suhteellisen permeabiliteetin lisäksi nanocrystallinella on toinenkin merkittävä etu ferriitteihin nähden: Suuri kyllästysvuontiheys. Nanocrystalline materiaalien B_{sat} on yleensä 1,2 – 1,23 T valmistajasta riippuen, joten se on lähes kolme kertaa suurempi kuin useimmilla ferriiteillä.

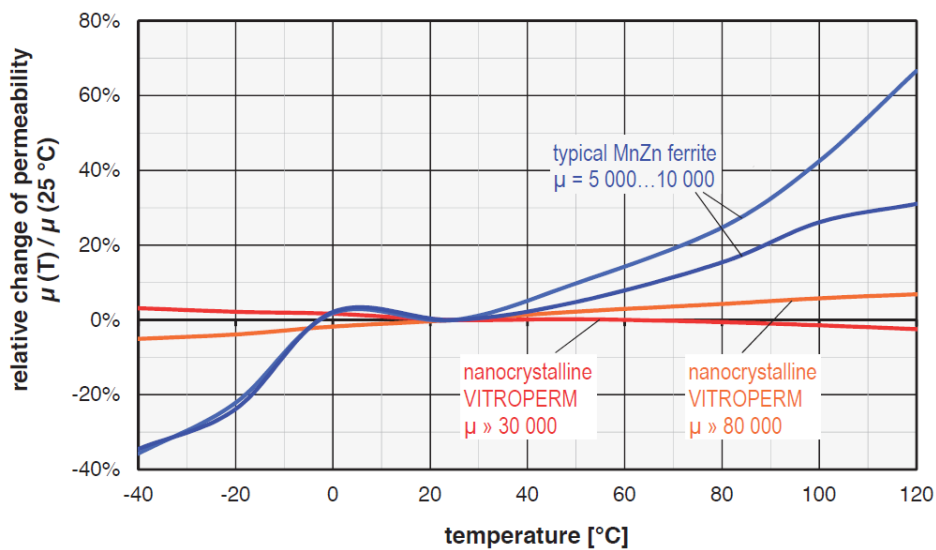
Nanocrystallineja valmistetaan useiden valmistajien, kuten esimerkiksi Vacuumschmelze:n, Hitachi Metals:in ja Magnetec:n toimesta. Jokaisella valmistajalla on oma kopiosuojattu mallinimensä. Vacuumschmelze, eli VAC, käyttää omista tuotteistaan VITROPERM™ -nimitystä. Hitachi puolestaan FINEMET™ -nimitystä ja Magnetec NANOPERM™:iä.

Kolmas ja suunnittelun kannalta merkittävä nanocrystallinen etu on sen suhteellisen permeabiliteetin ja kyllästysvuontiheyden suhteellisen pieni muutos lämpötilan suhteen (Vacuumschmelze 2016) ja (Hitachi Metals 2016 B). Nanocrystallinen ja MnZn ferriitin kyllästysvuontiheyden, suhteellisen permeabiliteetin ja vaimennuskyvyn muutokset lämpötilan suhteen ovat esitetty kuvissa 5.7, 5.8 ja 5.9.



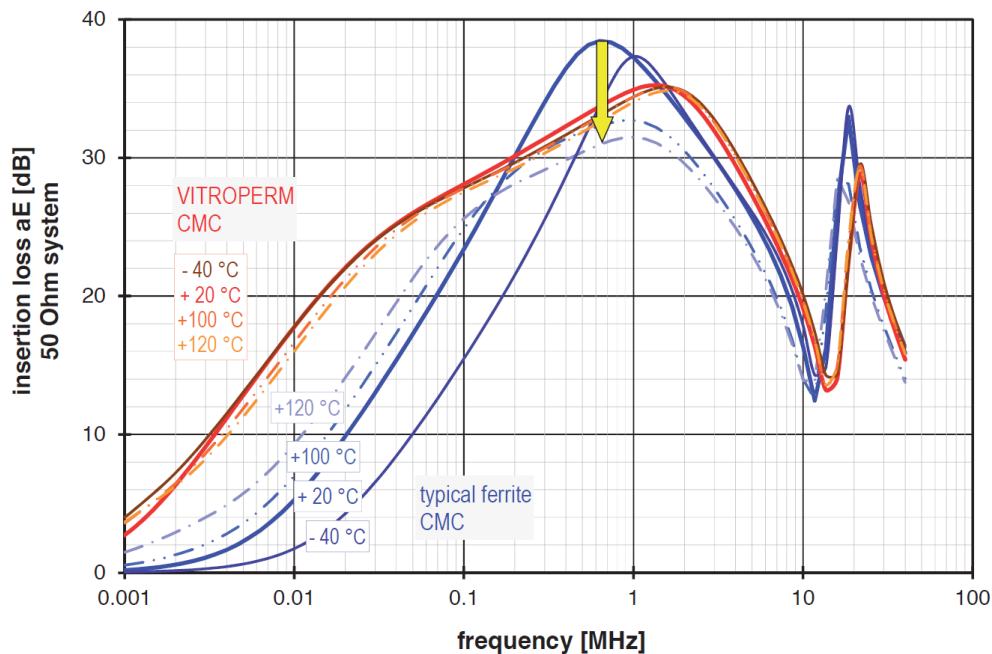
Kuva 5.7. Nanocrystallinen ja MnZn ferriitin kyllästysvuontiheyksien käyttäytyminen lämpötilan suhteen. (Vacuumschmelze 2016)

Kuvasta 5.7 voidaan nähdä, että MnZn ferriitin kyllästysvuontiheyden arvo voi muuttua suhteellisesti paljon lämpötilan kasvaessa 80 asteeseen tai yli. Nanocrystallinen kyllästysvuontiheyden arvo ei muutu suhteellisesti yhtä paljon.



Kuva 5.8. MnZn ferriitin ja nanocrystallinen suhteellisen permeabiliteetin muutos lämpötilan suhteen. (Vacuumschmelze 2016)

Kuvasta 5.8 voidaan havaita, että MnZn ferriitin suhteellisen permeabiliteetin muutos lämpötilan suhteen on suuri. Lämpötilojen ääripäiden välillä muutos on yli 80 % molemmilla esimerkkimalleilla. Nanocrystallinella suhteellinen muutos on huomattavasti pienempi. Suurempi permeabiliteettisemmän mallin suhteellisen permeabiliteetin erot lämpötilojen ääripäissä ovat alle 15 %. Pienempipermeabiliteettisella mallilla erot lämpötilojen ääripäissä ovat alle 10 %.



Kuva 5.9. MnZn ferriitin ja nanocrystallinen vaimennuskyvyt lämpötilan suhteen. (Vacuumschmelze 2016)

Kuvasta 5.9 nähdään, että nanocrystallinen vaimennuskäyrien välillä ei ole suurta eroa. Ferriittien ääripäiden vaimennuskäyrillä sen sijaan on suuri ero. Toisaalta 20 °C ja 100 °C käyrien välillä ei ole merkittävää eroa muuta kuin 110 kHz ja 2 MHz välillä.

Työhön valitut nanocrystalline sydämet on esitetty taulukossa 5.5. Sydämet valittiin niiden suhteellisten permeabiliteettien perusteella. Taulukossa esitetyt sydämet valittiin, koska haluttiin tutkia niin pienellä kuin suurellakin suhteellisella permeabiliteetillä varustettuja sydämiä.

Taulukko 5.5. Työssä tutkittuja nanocrystalline sydämiä. Sydämet valittiin siten, että mahdollisimman laaja otos eri suhteellisella permeabiliteetilla varustettuja sydämiä tulisi testattua.

Valmistaja	Malli	B_{sat}	Permeabiliteetti	Curie piste
Magnetec	MR-102	1,2 T	8000	600 °C
VAC	W628	1,2 T	13 000 – 25 100	> 600 °C
Hitachi	FT-3L	1,23 T	23 000	570 °C
Magnetec	M-613	1,2 T	60 000	600 °C
Hitachi	FT-3M	1,23 T	70 000	570 °C
VAC	V140	1,2 T	50 000 – 97 000	> 600 °C

6. KURISTIMEN SUUNNITTELU

EMI-suodatinta suunniteltaessa täytyy miettiä valitaanko kuristimeksi jokin valmis kuristin vai suunnitellaanko kuristin itse. Valitsemalla valmis kuristin voidaan säästää aikaa, mutta silloin kuristin ei välttämättä ole paras mahdollinen juuri kyseiseen sovellukseen. Suunnitteleamalla kuristin itse, voidaan kuristin optimoida juuri kyseiseen sovellukseen ja lopputulos olisi parempi kuin valmiilla kuristimella.

Suunniteltaessa kuristinta joudutaan tekemään kompromisseja kuristimen hinnan, koon ja suorituskyvyn välillä. On mahdotonta saada kaikkia kolmea, joten suunnittelijan täytyy miettiä mikä kriteeri tai mitkä kaksi kriteeriä ovat tärkeimmät ja tehdä ratkaisuja sen pohjalta.

Kuristinta suunniteltaessa joudutaan mitoittamisia iteroimaan useita kertoja, jotta löydetään paras ratkaisu. Tästä olisi hyvä käyttää esimerkiksi Microsoft Excel:iä, MATLAB:ia tai Python:ia mitoitukseen. Ohjelman kirjoittamiseen menee oma aikansa, mutta iteroinnit ovat helppoja ja nopeita, kun riittää, että muuttaa muuttujien arvoja.

Tässä kappaleessa esitetään kuristimen suunnitteluun tarvittavat yhtälöt ja prosessi yleisesti. Suunnittelun vaiheita ei välttämättä tarvitse toteuttaa tämän työn osoittamassa järjestyksessä.

6.1 Käämilangan mitoitus

Kuristimien suunnittelu aloitettiin valitsemalla sopiva sydämen muoto. Sydämen muodoksi valittiin toroidi kappaleessa 4 kerrottujen ominaisuuksien takia.

Kuristimen sydämen muodon valitsemisen jälkeen laskettiin pienin mahdollinen sydämen koko, jota voitaisiin käyttää tutkimuksessa. Pienin mahdollinen koko määräytyy tarvittavista käämikierroksista, sydämen sisähalkaisijasta sekä käytetyn käämilangan halkaisijasta. Tavoitteeksi otettiin suunnitella kolme millihenrisiä kuristimia, joiden läpi kulkeva nominaali RMS virta 50 Hz taajuudella olisi 24 A. Tavoiteltavat arvot otettiin KONE Oyj:n tuotekehityksessä olevan laitteen teknisistä määrittelyistä.

Kuristimen läpi kulkeva virta määrää käämilangan halkaisijan. Käämilanka ei saa olla liian ohutta, ettei siinä synny liikaa häviöitä, jotka nostavat kuristimen lämpötilaa ja vaimentavat hyötysignaalia. Tarvittava käämilangan poikkipinta-ala saadaan jakamalla RMS virta oletetulla virran tiheydellä. Suunnittelussa yleisesti käytetty virrantiheys on 400 A/cm^2 (Magnetics 1995), jolloin yhtälöksi saadaan

$$A_{\text{cu}} = \frac{I_{\text{rms}}}{400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}}, \quad (6.1.1)$$

jossa I_{rms} on nominaalivirran RMS arvo ja jakajassa esiintyvä 400 A/cm^2 on yleisesti käytössä oleva vakio. Syöttämällä teknisistä määrittelyistä löytyvän nominaalivirran yhtälöön (5.1), saadaan kuparin poikkipinta-alaksi

$$A_{\text{cu}} = \frac{24 \text{ A}}{400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = 0,06 \text{ cm}^2.$$

Käämilangan ollessa pyöreää, saadaan sen halkaisijaksi 2,764 mm. Kupari käämilankaa ei kuitenkaan ole myynnissä 2,764 mm halkaisijalla, joten täytyi katsoa lähimmät koot, jotka olivat 3 mm ja 2,5 mm halkaisijat. Yleensä on syytä valita seuraava suurempi koko, jotta voidaan varmistaa ettei käämilangassa synny liikaa häviöitä. Toisaalta on sovelluksia, joissa on varaa antaa kuristimien lämmitä enemmän, jolloin voidaan käyttää ohuempaa lankaa. Tällä tavoin voidaan käyttää pienempää sydäntä ja käämittää enemmän käämikierroksia.

Laskennallisesti optimia käämilankaa ei käytetty, koska yli 2 mm halkaisijalla varustettua kupari käämilankaa oli huonosti saatavilla. KONE Oyj:n laboratoriossa oli valmiina 2 mm halkaisijallista, emaloitua kuparilankaa, joten sitä päätettiin käyttää 3 mm halkaisijallisen kuparin sijasta. Käyttämällä yhtälöä (5.1) hyväksi, saadaan 2 mm halkaisijallisen käämilangan nominaalivirraksi 13,24 A.

6.2 Käämitysten tyyppi

Yhteismuotoisia kuristimia käämitettäessä voidaan käyttää kahta erilaista käämitystapaa: Bifilar tai sectional. Sectional käämityksessä jokaisen vaiheen käämitykselle on varattu sydämeltä oma alueensa, jotka erotetaan toisistaan ryömintäväleillä. Bifilar käämityksessä kaikki kolme vaihetta käämitään samalle alueelle, jolloin käämilangat vuorottelevat keskenään eikä käämitysten välille muodostu minkään näköistä ryömintäväliä. Bifilar käämityksessä käämilangan eristys on oltava paksumpi kuin sectional käämityksessä. (Roc'h 2012)

Sectional käämityksessä jokaisen vaiheen käämityksen käämikierroksien väliset kapasitanssit ovat suurempia kuin bifilar käämityksessä, koska kierrokset ovat lähempänä toisiaan. Lisäksi hajainduktanssin määrä on suurempi ja siten kyky vaimentaa eromuotoisia virtoja yhteismuotoisten virtojen lisäksi on parempi. Toisaalta, sectional käämityksen kytkentäkerroin on huonompi, joten yhteismuotoinen induktanssikin on pienempi kuin vastaavalla käämikierroksilla käämitetty bifilar käämitys. (Roc'h 2012)

Ennen käämittämistä on mietittävä kumpi käämitä tyyppi soveltuu järjestelmän tarkoitukseen paremmin. Tapauksissa, joissa ei tarvita lisää eromuotoista vaimennusta eikä haluta, että eromuotoinen virta kyllästyttää kuristinta, voidaan käyttää bifilar käämitystä. Muissa tapauksissa sectional käämitys on huolellisesti mitoitettuna monipuolisempi. Tässä työssä kaikki kuristimet käämitettiin sectional tyylillä.

6.3 Käämitysten kulma

Ensiksi pitää päättää kuinka suureksi käämitysten kulma halutaan. Käämitysten kulmalla tarkoitetaan yksittäisen vaiheen käämityksen peittämää aluetta sydämeltä. Aluetta tarkastellaan sydämen keskipisteestä, jolloin se on helppo esittää kulmana magneettisen pituuden sijaan. Käämitysten kulman rajoittavina tekijöinä toimivat käämikierrosten haluttu määrä ja vaiheiden väliset ryömintävälit. Tarvittavan vaiheiden välisen etäisyyden ollessa tiedossa asteina, jokaiselle vaiheelle varattu tila sydämeltä laskea yhtälöllä

$$\theta_w = \frac{360^\circ - 3 * \theta_{\text{väli}}}{3} \quad (6.3.1)$$

jossa $\theta_{\text{väli}}$ on vaiheiden välinen etäisyys asteina. Mitä suurempi jokaiselle vaiheelle varattu tila on, sitä enemmän sinne luonnollisesti mahtuu myös käämikierroksia.

6.4 Sydämen koon määrittäminen

Käämilangan halkaisijan ollessa tiedossa, on mahdollista selvittää sopiva koko kuristimen sydämelle. Tässä tutkimuksessa haluttiin käyttää vain yksikerroksista käämitystä (engl. Single winding), jotta käämikierrosten väliset kapasitanssit saataisiin minimoitua ja siten itseisresonanssin taajuutta kasvatettua. Otettiin myös huomioon, että sydämiä voidaan pinota päällekkäin, jotta tarvittava induktanssi voidaan saavuttaa pienemmällä käämikierrosmäärällä. Pinottujen sydämien maksimi määräksi rajattiin kolme, jotta kuristimien fyysinen korkeus sekä paino eivät kasvaisi kohtuuttoman suuriksi.

Kuristimien sydämien valmistajien datalehdistä löytyy tarvittava tieto kuristimien mitoittamista varten. Induktanssi voidaan laskea yhtälöllä

$$L = \mu_0 \mu_r \frac{A_e}{l_e} N^2 \quad (6.4.1)$$

jossa μ_0 on tyhjiön suhteellinen permeabiliteetti, μ_r on sydämen suhteellinen permeabiliteetti, A_e on sydämen poikkipinta-ala, l_e on sydämen magneettinen pituus ja N on käämikierrosten määrä. Tarvittavan induktanssin ollessa tiedossa, voidaan yhtälö (6.4.1) johtaa muotoon

$$N = \sqrt{\frac{L l_e}{\mu_0 \mu_r A_e}} \quad (6.4.2)$$

josta voidaan ratkaista tarvittavien käämikierrosten määrä. Valmistajat yleensä ilmoittavat myös niin sanotun A_L arvon magneettisille sydämilleen helpottaakseen suunnittelua. A_L arvon ollessa tiedossa, suunnittelijan ei tarvitse erikseen selvittää sydämen permeabiliteettia, magneettista pituutta tai poikkipinta-alaa, sillä

$$A_L = \mu_0 \mu_r \frac{A_e}{l_e} \quad (6.4.3)$$

Yhtälöitä (6.4.1), (6.4.2) ja (6.4.3) tarkasteltaessa huomataan, että sekä yhtälö (6.4.1) että yhtälö (6.4.2) voidaan saattaa yksinkertaisempaan muotoon käyttämällä yhtälössä (6.4.3) esitettyä A_L arvoa. Uusi, yksinkertaistettu yhtälö induktanssille on

$$L = A_L N^2 \quad (6.4.4)$$

ja tarvittavien käämikierrosten määrä yksinkertaistuu muotoon

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (6.4.5)$$

Kuristimen sydämiä pinottaessa poikkipinta-ala A_e moninkertaistuu pinottujen sydämien lukumäärällä ja magneettinen pituus l_e pysyy vakiona. Useasta pinotusta sydäimestä koostuvan kuristimen induktanssia voidaan approksimoida yhtälöllä

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r l k m_{\text{sydän}} A_e}{l_e} N^2 \quad (6.4.6)$$

jossa $l k m_{\text{sydän}}$ on pinottujen sydämien lukumäärä. Tarvittavien käämikierrosten lukumäärä saadaan ratkaistua yhtälö (6.4.6) käämikierrosten suhteen, jolloin saadaan yhtälö

$$N = \sqrt{\frac{L l_e}{\mu_0 \mu_r l k m_{\text{sydän}} A_e}} \quad (6.4.7)$$

Yhtälöjä (6.4.6) ja (6.4.7) voidaan yksinkertaistaa käyttämällä A_L arvoa, jolloin induktanssin yhtälö yksinkertaistuu muotoon

$$L = l k m_{\text{sydän}} A_L N^2 \quad (6.4.8)$$

ja tarvittavien käämikierrosten määrä muuttuu muotoon

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L l k m_{\text{sydän}}}} \quad (6.4.9)$$

Yhtälöjä (6.4.6), (6.4.7), (6.4.8) ja (6.4.9) käytettäessä on syytä huomioida, että sydämiä pinottaessa kuristimen lopullinen A_L arvo on aina pienempi kuin yhden kuristimen A_L arvo kerrottuna pinottujen sydämiä lukumäärällä, jolloin induktanssi on myös pienempi kuin laskettu induktanssi. Lisäksi on syytä ottaa huomioon, että jokaisen sydämen A_L arvo poikkeaa valmistajan ilmoittamasta nominaaliarvosta. Mikäli käytettävän sydämen A_L arvoa ei ole mahdollista mitata ennen lopullisten käämikierrosten käämittämistä, mitoitus tulee aina suorittaa valmistajan antaman pienimmän mahdollisen A_L arvon mukaan, jotta induktanssi olisi vähintään halutun suuruinen. Toisaalta, on otettava huomioon, että käämikierrosten lukumäärän kasvaessa hajavoiden suuruus kasvaa, joka laskee sydämen saturoivan differentiaalimuotoisen virran arvoa. Lisäksi käämikierrosten lukumäärän kasvaminen aiheuttaa yhteismuotoisen kyllästysvirran rajan laskemista. Toisin sanoen, suunnitteluvaiheessa on syytä miettiä voidaanko induktanssin suuruudesta joustaa, jotta kyllästysvirtojen arvot pysyvät korkeammalla vai voidaanko kyllästysvirtojen arvoja laskea suuremman induktanssin saavuttamiseksi.

Tarvittavien käämikierrosten määrän ratkaisemisen jälkeen laskettiin kuinka monta käämikierrosta jokaiselle vaiheelle voitiin maksimissaan käämiä. Mikäli tarkisteltavalle sydämelle on mahdollista käämiä vähintään yhtä paljon käämikierroksia kuin haluttu induktanssi vaatii, niin koko on oikea. Kuristimen sydämelle mahtuva maksimi käämikierrosmäärä laskettiin kahdessa vaiheessa. Ensiksi laskettiin toroidin sisäpinnan piirin pituus yhtälöllä

$$IC = \pi(ID_{\min} - d_{cu}), \quad (6.4.10)$$

jossa ID_{\min} on valmistajan ilmoittama kuristimen toroidisydämen sisäpinnan minimihalkaisija ja d_{cu} on käämilangan halkaisija.

Toisessa vaiheessa laskettiin maksimi määrä käämikierroksia, joka mahtui yhdelle vaiheelle varatulle alueelle. Maksimi kierrosmäärä voidaan laskea yhtälöllä

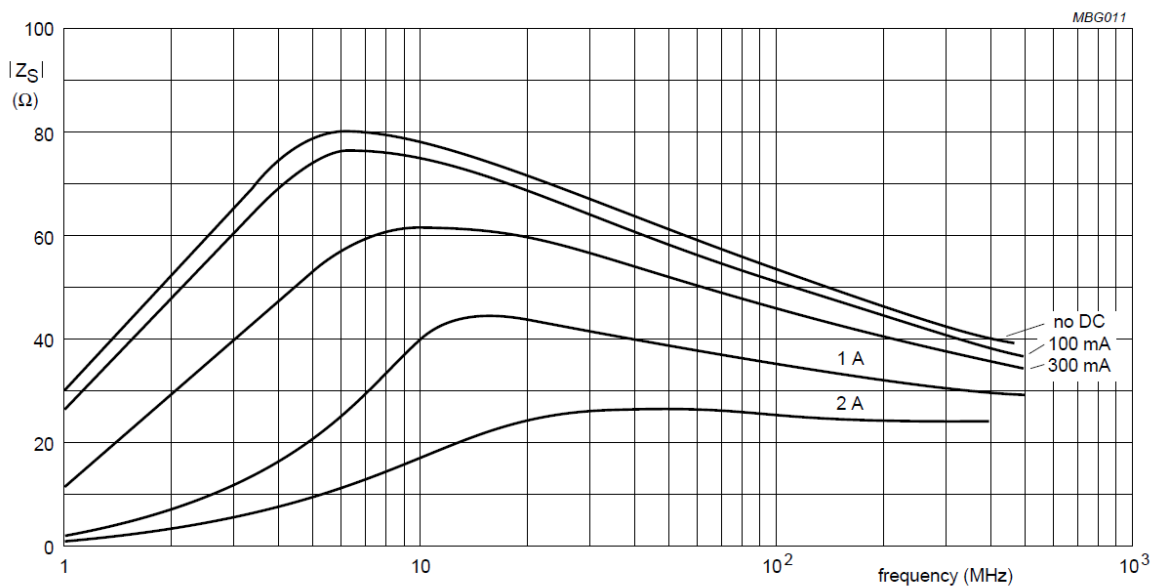
$$N_{\max} = \left(\frac{\theta_w}{360^\circ} \right) \left(\frac{IC}{d_{cu}} \right), \quad (6.4.11)$$

jossa θ_w on käämityskulma per vaihe.

Työssä pohjana käytettiin Magnetics:n ”J” materiaalia. Magnetics Inc:n esitteestä etsittiin pienin mahdollinen sydän, jolle mahtui riittävä määrä kierroksia 3 mH induktanssia varten. Alun perin mitoitus tehtiin 3 mm halkaisijallisen kupari langan perusteella, joten hyväksyttiin, että sydämiä olisi pinottava kaksi päällekkäin. Lisäksi tiedettiin, että muut sydämet olisivat korkeampi permeabiliteettisia, joten ne tarvitsisivat vielä vähemmän kierroksia ja siten valitun ”J” materiaalsen sydämen koko toimisi kaikissa sydämissä.

6.5 Yhteismuotoisen kyllästysvirran laskeminen

Yksi tärkeimpiä kuristimen ominaisuuksia on kyllästyminen. Kyllästyminen ei missään nimessä voida jättää huomioimatta, koska sillä on erittäin suuri vaikutus kuristimen toimintaan. Kappaleen 5 kuvassa 5.1 oli esimerkki siitä, miten kuristimen sydämen permeabiliteetti pienenee sydänmateriaalin kyllästyessä. Permeabiliteetin pienentyessä sydän ei enää pysty pakkaamaan lisää magneettivuota sisäänsä, jolloin sen magneettivuontiheys ei enää kasva magneettikentän voimakkuuden suhteen, ja kuristin alkaa muistuttaa ilmasydämistä kuristinta. Permeabiliteetin pienentyessä myös induktanssi pienenee, jolloin kuristimen kyky vaimentaa sen läpi menevää häiriösignaalia heikkenee merkittävästi kuvan 6.1 osoittamalla tavalla.



Kuva 6.1. Esimerkki kuristimen kyllästyksen aiheuttamasta vaimennuskyvyn heikennyksestä. Ferroxcube:n 3S1 materiaalin impedanssin suuruus taajuuden suhteen, kun sen läpi kulkevan virran suuruus kasvaa. (Ferroxcube 2013)

Kuvasta 6.1 nähdään, että kuristimen vaimennuskyky voi muuttua dramaattisesti virran kasvaessa. Kuvassa mitattua 3S1 materiaalia ei ole tutkittu tässä työssä, mutta kuva toimii silti hyvänä havainnollistavana esimerkkinä kyllästymisen vaikutuksesta.

Kuvan käyrien mittauksissa on käytetty DC virtaa, jonka avulla voidaan simuloida impedanssia häiriövirran piikin ollessa DC virran ja mittauksissa käytetyn AC signaalin summan suuruinen.

Yhteismuotoinen kyllästysvirta voidaan laskea yhtälöllä

$$I_{CM} = \frac{B_{sat} l_e}{\mu_0 \mu_r N} \quad (6.5.1)$$

Se saadaan johtamalla Amperen virtalaista. Johtaminen on esitetty kokonaisuudessaan liitteessä I. Yhtälössä (6.5.1) esiintyvä B_{sat} on kyllästysvuontiheys, l_e on sydämen magneettinen pituus, μ_0 on tyhjiön permeabiliteetti, μ_r on sydämen materiaalin permeabiliteetti ja N on käämikierrosten määrä. Yhtälöä (6.5.1) voidaan yksinkertaistaa käyttämällä valmistajien ilmoittamaa A_L arvoa, jolloin yhtälö muuttuu muotoon

$$I_{CM} = \frac{B_{sat} A_e}{A_L N} \quad (6.5.2)$$

Yhteismuotoisia virtoja laskiessa on syytä huomata, että yhtälöissä (6.5.1) ja (6.5.2) käytetään kyllästymisvuon arvoa. Oikeassa mitoituksessa ei voida käyttää täyttä B_{sat} arvoa, koska silloin kuristin on jo täysin kyllästynyt ja induktanssin arvo on mitätön. Useissa tutkimuksissa käytetään 30 % marginaalia, jolloin B_{sat} tilalle sijoitetaan $0,7B_{sat}$, jotta kuristin ei olisi kyllästynyt liikaa.

Eri materiaalien B-H käyriä tarkasteltaessa näyttää kuitenkin siltä, että suuri permeabiliteetiset materiaalit voivat olla hyvin kyllästyneitä jo silloin, kun vuontiheyden arvo vastaa $0,7B_{sat}$ arvoa. Varmempi tapa olisi käyttää esimerkiksi $0,5B_{sat}$ arvoa laskuissa, mutta silloin on olemassa ylimitoittamisen riski.

Loppujen lopuksi kuristimissa tapahtuu aina kyllästymistä. Induktanssin sallitun pienenemisen suuruus täytyy olla määritelty siinä vaiheessa, kun kuristinta aletaan suunnitella. Lasketun virran tulee olla suurempi kuin piirissä kulkevan yhteismuotoisen häiriövirran arvioitu maksimi arvo. Mitä pienempää marginaalia laskuissa käytetään ja mitä vähemmän kuristimen induktanssin arvo saa pienentyä, sitä suurempi lasketun tuloksen ja arvioitun virran suuruuden tulee olla. Tarkkoja yleispäteviä marginaaleja on hankala määrittää, koska eri materiaalit käyttäytyvät eri tavalla.

6.6 Hajavuo ja eromuotoinen kyllästysvirta

Usein väitetään, että eromuotoinen virta ei voi kyllästä yhteismuotoista kuristinta, koska vaiheiden virtojen aiheuttamien voiden summa on nolla. Väite ei pidä paikkaansa kahdesta syystä. Ensinnäkin, eri vaiheiden käämitykset eivät koskaan voi olla täysin identtisiä, jolloin eromuotoisten virtojen aiheuttamien voiden summa ei ole nolla. Siinäkin tapauksessa, että käämitykset olisivat täysin identtisiä ja sydämen sisällä kulkevien voiden summa olisi nolla, jokaisessa käämityksessä esiintyy hajavuota. Hajavuo kulkee ilmateitse, joten sen arvoa ei ajeta nolnaan toisten vaiheiden vaikutuksesta.

Hajavuota voidaan approksimoida kahdessa vaiheessa. Ensimmäisessä vaiheessa lasketaan kuristimen eromuotoinen induktanssi olettaen, että suunniteltava kuristin olisi ilmasydäminen toroidi. Ilmasydämissen toroidin eromuotoinen induktanssi voidaan laskea yhtälöllä (Nave 1991)

$$L_{dm} = \frac{\mu_0 A_e N^2}{l_e \sqrt{\left[\frac{\theta_w}{360^\circ} + \frac{\sin\left(\frac{\theta_w}{2}\right)}{\pi} \right]}} \quad (6.5.3)$$

Toisessa vaiheessa approksimoidaan hajavuon reitin permeabiliteetti. Approksimointi suoritetaan tankosydämen yhtälöitä hyväksi käyttäen. Kolmivaiheisen toroidisydämen magneettisena pituutena käytetään kolmasosaa suunnitellun toroidisydämen magneettisesta pituudesta. Mikäli kuristin olisi yksivaiheinen, käytettäisiin magneettisena pituutena puolta to-

roidin magneettisesta pituudesta. Heldwein et al (2011) ovat käyttäneet toroidin magneettisen pituuden puolikasta myös kolmivaiheisten sydämien hajavoiden laskemisessa. Heidän laskemien hajavoiden tulokset eroavat mitatuista tuloksista huomattavasti.

Käyttämällä magneettisena pituutena toroidin magneettisen pituuden kolmasosaa, päästään huomattavasti lähemmäksi mitattujen tuloksien arvoja. Hajavuon reitin permeabiliteettia voidaan approksimoida yhtälöllä (Nave 1991)

$$\mu_{dm} = 2,5\gamma^{1,45} \quad (6.5.4)$$

jossa

$$\gamma = \sqrt{\frac{\pi l_e}{A_e 3}} \quad (6.5.5)$$

Yhtälössä (6.5.5) esiintyvä A_e on tankosydämen poikkipinta-ala ja l_e on sen magneettinen pituus. Hajavuon suuruus saadaan kertomalla ilmasydämen toroidin induktanssi eromuotoisella permeabiliteetillä, jolloin saadaan yhtälö

$$L_\sigma = 2.5\mu_0 N_L^2 \frac{A_e}{l_{eff}} \left(\frac{l_e}{3} \sqrt{\frac{\pi}{A_e}} \right)^{1.45} \quad (6.5.6)$$

Yhtälössä (6.5.6) esiintyvä l_{eff} on sama kuin yhtälön (6.5.3) jakaja. Hajavuon selvittyä voidaan laskea myös eromuotoinen virta, joka aiheuttaa kuristimen kyllästymisen. Eromuotoinen kyllästysvirta I_{dm} saadaan yhtälöstä

$$I_{dm} = \frac{B_{sat} N A_e}{L_\sigma} \quad (6.5.7)$$

Olkoonkin, että hajavuot voivat aiheuttaa kuristimen ennenaikaisen kyllästymisen, ne eivät välttämättä ole huono asia, sillä niillä voidaan vaimentaa eromuotoisia häiriöitä. Nave (1991) mukaan hajavoita ei tulisi minimoida kuristimen suunnitteluvaiheessa, vaan optimoida käyttöä varten.

Suunnitteluprosessin alkuvaiheessa onkin syytä selvittää miten suurta eromuotoista virtaa kuristimen tulee sietää kyllästymättä, jotta hajavuot voidaan optimoida tehokkaasti. Optimointi tapahtuu mitoittamalla hajavuot niin suuriksi kuin mahdollista ilman, että kuristin saturoituu sovelluksessa.

Tässä työssä suunniteltavat yhteismuotoiset kuristimet tulevat verkon ja LCL-suotimen väliin, joten eromuotoista vaimentamista ei välttämättä tarvitse optimoida. LCL-suodin vaimentaa eromuotoisia häiriöitä erittäin tehokkaasti, joten yhteismuotoisen kuristimen hajavoiden aiheuttamalla eromuotoisilla vaimennuksilla ei olisi juurikaan merkitystä kokonaisvaimennuksen kannalta. Sen sijaan eromuotoisen kyllästysvirran rajan pienenemisellä olisi suuri negatiivinen merkitys. Tästä syystä tämän työn kuristimien hajavuot on minimoitu, jotta eromuotoisen kyllästysvirran raja olisi mahdollisimman suuri ja siten kuristimet eivät saturoituisi edes silloin, kun verkosta otettavan virran arvo olisi maksimissaan.

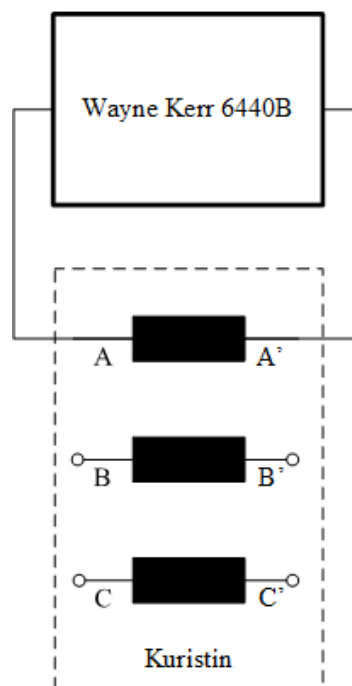
7. MITTAUSJÄRJESTELYT JA -TULOKSET

Suunnittelun ja mitoitusten jälkeen yhteensä kymmentä eri materiaalia tilattiin tutkittavaksi. Mittaukset suoritettiin KONE Oyj:n laboratoriossa sieltä löytyviä mittalaitteita käyttäen. Tässä kappaleessa esitetään sekä mittausjärjestelyt että mitausten tulokset.

7.1 Mittausjärjestelyt

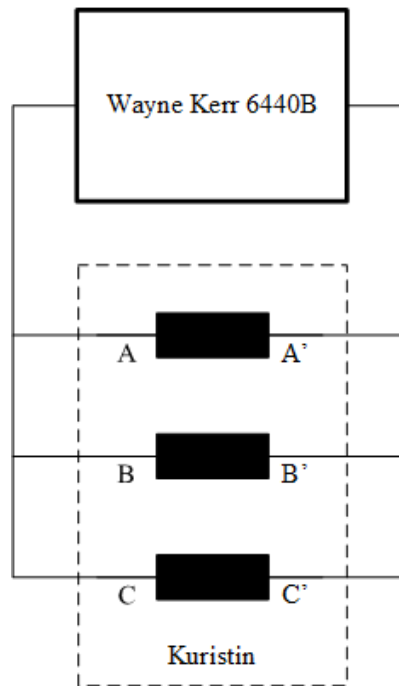
7.1.1 Kuristimien induktanssien, resistanssien, impedanssien, impedanssien kulmien sekä DC resistanssien mittaaminen

Kuristimien yksittäisten vaiheiden käämitysten induktanssit, resistanssit, impedanssit, impedanssien vaihekulmat sekä DC resistanssit mitattiin Wayne Kerr 6440B komponentti analyysaattorilla. Mittauksissa käytetty kytkentä on esitetty kuvassa 7.1.



Kuva 7.1. Mittausjärjestely kuristimien yksittäisten vaiheiden käämitysten induktanssien, resistanssien, impedanssien ja impedanssien vaihekulmien mittauksessa. Lisäksi DC resistanssit mitattiin kuvan mukaisella järjestelyllä.

Wayne Kerr 6440B komponentti analysaattoria käytettiin myös kuristimien yhteismuotoisten suureiden mittaamiseen. Kytkentää täytyi muuttaa, jotta mitatut arvot olivat yhteismuotoisia suureita eivätkä yksittäisten vaiheiden suureita. Yhteismuotoisten suureiden mittauksissa käytetty kytkentä on esitetty kuvassa 7.2.



Kuva 7.2. Mittausjärjestely kuristimien yhteismuotoisten induktanssien, resistanssien, impedanssien ja impedanssien vaihekulmien mittauksessa.

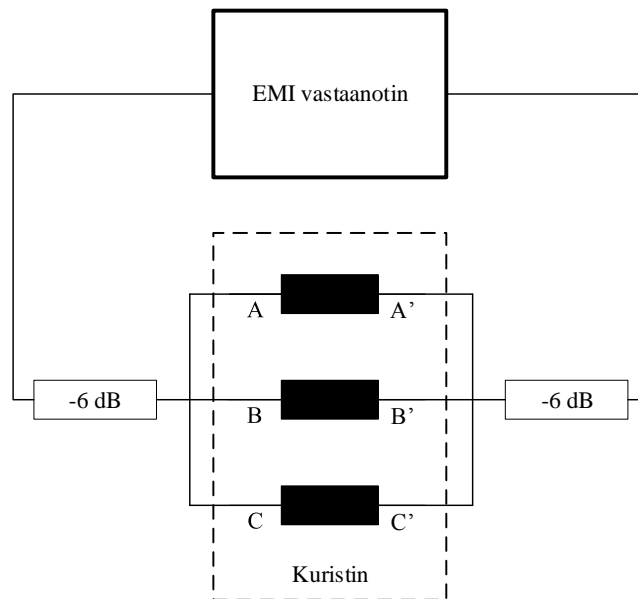
Yksittäisten vaiheiden ja yhteismuotoisten suureiden mittauksessa taajuusalueeksi asetettiin 10 kHz – 3 MHz. Virraksi asetettiin 20 mA_{ac}, koska Wayne Kerr käyttää sitä kalibrointien tekemiseen. Heidän manuaalinsa mukaan 20 mA_{ac} virta antaisi kaikista tarkimmat tulokset

Wayne Kerr:n ehdoton heikkous oli kyky mitata komponentin induktanssia, resistanssia, impedanssia sekä impedanssin vaihekulmaa vain 3 MHz:n taajuudelle asti. EMI kuristimia suunniteltaessa olisi hyvä saada tietoa kuristimien käyttäytymisestä 100 MHz:iin asti.

7.1.2 Yhteismuotoisen vaimennuksen mittaaminen

Kuristimien yhteismuotoista vaimennusta mitattiin ROHDE & SCHWARZ ESCS 30 EMI vastaanottimella, joka löytyi KONE Oyj:n EMC laboratoriosta. Kyseisessä EMI vastaanotimessa on yksi terminaalit signaalin vastaanottamista varten sekä yksi terminaalit signaaligeneraattorille, jolla voidaan syöttää testattavaan komponenttiin erilaista signaalia. Erilaisia taajuusvasteita voidaan luoda ROHDE & SCHWARZ ohjelmiston avulla. Tässä työssä taajuusvasteen alarajaksi asetettiin 9 kHz ja ylärajaksi 100 MHz.

Mittauksissa käytetty kytkentä on esitetty kuvassa 7.3. Kuvassa esiintyvät -6 dB laatikot esittävät mittauksissa käytettyjä 6 dB:n vaimentimia. Niiden tarkoitus on minimoida koaksiaalikaapeleiden vaikutukset mittauksiin.

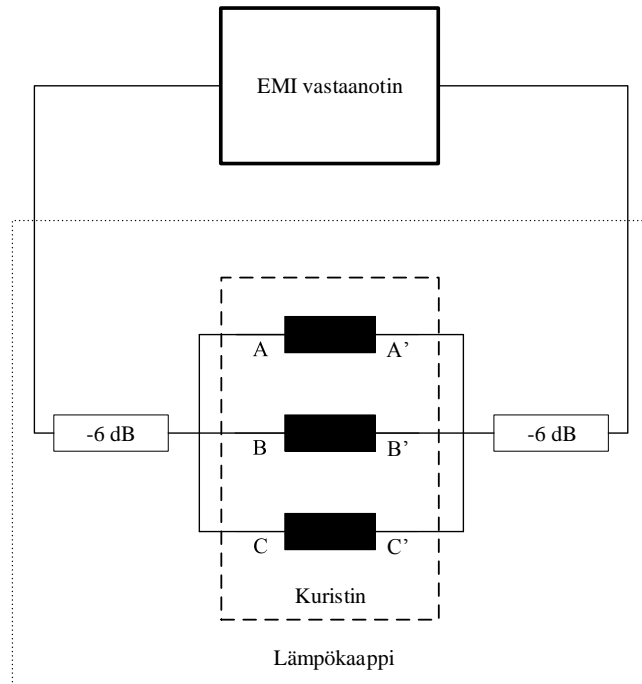


Kuva 7.3. Yhteismuotoisen vaimennuksen mittausjärjestelyt. Vaimentimet ovat kytketty molemmille puolille kuristinta koaksiaalikaapeleiden vaikutuksien minimoimiseksi.

Lämpötilan vaikutusta yhteismuotoiseen vaimennukseen mitattiin laittamalla kuvassa 7.3 esitetty mittausjärjestely Espec PL-3KPH olosuhdekaappiin kuvan 7.4 mukaisesti.

Lämpökaapin lämpötila säädettiin ensiksi viiteen celsius asteeseen, jonka jälkeen odotettiin, että myös kuristimen sydämen lämpötila tasoittui noin viiteen celsius asteeseen. Mittauksen ja tuloksen tallentamisen jälkeen lämpötilaa nostettiin viidellä asteella ja odotettiin, että kuristimen sydämen lämpötila saavutti kymmenen asteen lämpötilan.

Mittauksia tehtiin yhteensä kahdeksassa eri lämpötilassa, jotka ovat: 5 °C, 10 °C, 20 °C, 30 °C, 40 °C, 50 °C, 60 °C ja 70 °C. Koaksiaalikaapeleita päällystetään erilaisilla muovieristeillä, joista osaa saa käyttää maksimissaan 80 °C lämpötilassa. Mittauksissa käytetyissä koaksiaalikaapeleissa ei ollut mitään merkintöjä, joista käytetyn eristemuovin materiaali olisi selvinnyt. Tästä syystä maksimi lämpötila rajattiin 70 celsius asteeseen.

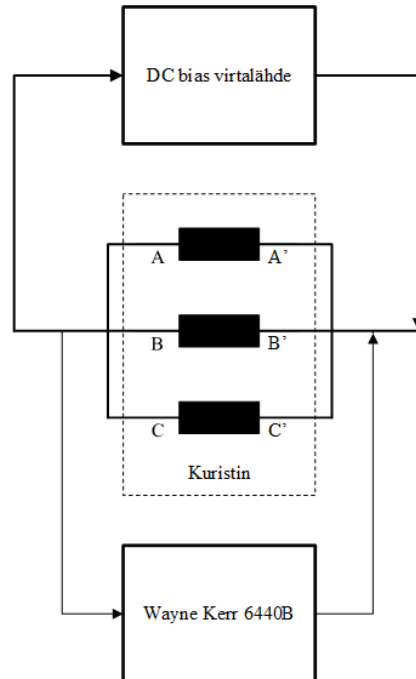


Kuva 7.4. Yhteismuotoisen vaimennuksen mittausjärjestelyt, kun mitattava kuristin sekä 6 dB:n vaimentimet ovat laitettu lämpökaapin sisälle.

Kuvasta 7.4 puuttuu Agilent 34970A ja termoparit, joilla monitoroitiin lämpökaapin ilman lämpötilaa, kuristimen alla olevan alustan lämpötilaa sekä kuristimen sydämen lämpötilaa koko mittauksen ajan.

7.1.3 Yhteismuotoisen kyllästysvirran mittaaminen

Yhteismuotoista kyllästysvirtaa mitattiin Wayne Kerr 6440B komponenttiansaattorilla samalla, kun DC biasointi virtaa syötettiin kuristin läpi Voltech DC1000A DC bias virtalähteellä. Mittauksissa käytetty kytkentä on esitetty kuvassa 7.5.

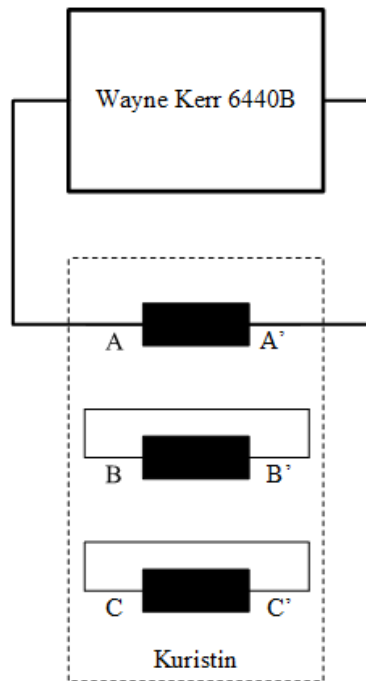


Kuva 7.5. Mittausjärjestelyt yhteismuotoisen kyllästysvirran mittaamiselle.

Yhteismuotoisen kyllästysvirran mittauksessa mitattiin ensiksi induktanssi 10 kHz:n taajuudella ilman DC biasointi virtaa, jonka jälkeen biasointi virtaa kasvatettiin 100 mA kerralla, kunnes kuristin oli selvästi kyllästynyt. Wayne Kerr:n syöttämäksi virraksi asetettiin $20 \text{ mA}_{\text{ac}}$, jota käytettiin myös muissa Wayne Kerr:llä tehdyissä mittauksissa.

7.1.4 Hajavuon mittaaminen

Hajavuot mitattiin Wayne Kerr 6440B komponentti analysaattorilla 10 kHz:n taajuudella. Kytkenässä kuristinta kohdeltiin muuntajana, jonka toisiot oikosuljettiin hajavuon mittaimista varten kuvan 7.6 mukaisesti.



Kuva 7.6. Hajavuon mittaaminen.

Hajavuot mitattiin kaikille kolmelle vaiheelle, jonka jälkeen tuloksista otettiin keskiarvo. Hajavuot vaihtelivat hieman käämien välillä, sillä kaikki käämitykset tehtiin käsin ja tästä syystä ne eivät olleet täysin identtisiä keskenään.

7.2 A_L arvojen selvittäminen

Kappaleessa 6 mainittiin A_L arvo ja kerrottiin miksi sen käyttäminen nopeuttaa suunnittelua. Yhtälöstä (6.4.3) nähtiin, että A_L arvo riippuu sydänmateriaalin suhteellisesta permeabiliteetistä sekä sydämen magneettisesta poikkipinta-alasta ja -pituudesta. Jos yksikin edellä mainituista suureista muuttuu, poikkeaa oikea A_L arvo valmistajan ilmoittamasta nominaaliarvosta. Tästä syystä valmistajat ilmoittavatkin nominaaliarvon lisäksi toleranssit prosenteissa. Jotkut valmistajat eivät ilmoita nominaaliarvoa ollenkaan, vaan antavat pelkät rajat, joiden sisälle A_L arvot sijoittuvat.

A_L arvojen toleranssit vaihtelevat yleensä $\pm 5\%$ ja $\pm 45\%$ välillä sekä materiaalista että valmistajasta riippuen. Ferriiteille, joiden suhteelliset permeabiliteetit ovat 2000 – 10 000, ilmoitetaan tyypillisesti $\pm 20\%$, $\pm 25\%$ tai $\pm 30\%$ toleranssit. Nanocrystalline materiaaleille ilmoitetut toleranssit voivat olla jopa $\pm 45\%$, mikä tekee tarkasta mitoituksesta erittäin haastavaa. Valmiiden kuristimien induktanssit voivat poiketa runsaasti halutusta arvosta. Työssä käytettyjen kuristimien sydämien A_L arvot toleransseineen ovat esitetty taulukossa 7.1.

Valmiin kuristimen induktanssin arvon toleranssi prosenteissa on yhtä suuri kuin kuristimessa käytetyn sydämen A_L arvon toleranssi, joka tekee joistakin nanocrystalline materiaaleista riskialttiita, koska induktanssit voivat vaihdella jopa 45 % nominaalista. Suunnitteluvaiheessa on syytä miettiä millaiset induktanssin arvot ovat sallittuja. Täytyy päättää, pitääkö kuristimen induktanssin olla vähintään määrätyn arvoinen, jolloin poikkeama alaspäin ei ole sallittua. Jos näin päätetään, niin tarvittavien käänmikierrosten laskennassa täytyy käyttää A_L arvon minimiarvoa. Vaihtoehtoisesti täytyy käyttää A_L arvon maksimiarvoa, jos induktanssi ei saa ylittää jotain ennalta määrättyä arvoa. Muissa tapauksissa käytetään A_L arvon nominaali arvoa.

Taulukko 7.1. Työssä käytettyjen sydämien A_L arvot ja toleranssit valmistajien ilmoittamina.

Malli	Nominaali [$\mu\text{H}/\text{N}^2$]	Minimi (%) [$\mu\text{H}/\text{N}^2$]	Maksimi (%) [$\mu\text{H}/\text{N}^2$]
Mag Inc. J	5,52	4,416 (- 20 %)	6,6240 (+ 20 %)
Mag Inc. W	11,040	7,7280 (- 30 %)	14,3520 (+ 30 %)
Epcos N87	2,790	2,0925 (- 25 %)	3,4875 (+ 25 %)
Magnetec M-613	-	45,8	91,5
Magnetec MR-106	10	-	-
VAC V140	94	70,2 (- 25 %)	135,6 (+ 45 %)
VAC W628	18,5	13,9 (- 25 %)	26,9 (+ 45 %)
Hitachi KT-3KM	-	42	100
Hitachi KT-3KL	-	14,4	26,8
Mag Inc Kool M μ	0,037	-	-

Taulukosta 7.1 nähdään, että ferriitti valmistajat Magnetics ja TDK ilmoittavat sekä nominaaliarvon että toleranssien rajat sydämilleen. Nanocrystalline valmistaja Magnetec ei ilmoita nominaaliarvoa M-613 sydämelleen ollenkaan. MR-102 tapauksessa ilmoitetaan vain A_L arvon nominaali arvo, koska tuote ei ole virallisesti myynnissä Magnetec:n kotisivuilla. Tästä syystä joitakin tietoja puuttuu vielä toistaiseksi. Nanocrystalline ja ferriitti valmistaja Hitachi Metals ei myöskään ilmoita nominaaliarvoja nanocrystalline sydämilleen, vaan pelkät toleranssien maksimi- ja minimirajat. Vacuumschmelze ei puolestaan anna toleransseja suoraan, vaan he antavat datalehdissään tietoa, joiden perusteella toleranssien rajoja voidaan approksimoida.

Taulukosta 7.1 voidaan myös havaita, että nanocrystalline sydämillä on suuremmat toleranssit kuin ferriiteillä ja Kool M μ pulverilla. Vacuumschmelze V140 sydämen tapauksessa A_L arvon suurin mahdollinen arvo on jopa 45 % suurempi kuin nominaaliarvo. Tapauksessa, jossa käytetyn V140 sydämen A_L arvo olisi suurin mahdollinen, olisi kuristimen induktanssi 45 % korkeampi kuin haluttu, joka johtaisi muun muassa nopeampaan kyllästymiseen. Pahimmassa tapauksessa suuri poikkeus mitoitettusta arvosta voisi herättää järjestelmässä resonanssin, joka johtaisi monenlaisiin ongelmiin.

7.2.1 Valmiit kuristimet

Ideaalitilanteessa jokainen kuristin mitattaisiin ennen järjestelmään asentamista, jotta käämikierrosten määrää voitaisiin tarvittaessa muuttaa. Todellisuudessa kuristimia harvemmin muokataan käämittämisen jälkeen, vaan kuristimien induktanssien arvoille annetaan toleranssit. Kuristimien induktanssit mitataan ennen asiakkaalle lähettämistä, jolloin toleranssien ulkopuolelle jääviä kuristimia ei lähetetä eteenpäin.

Tässä työssä jokaisen sydämen A_L arvo selvitettiin ennen lopullisten käämitysten tekemistä käämittämällä jokaiselle sydämelle viisi käämikierrosta ja mittaamalla induktanssi kappaleessa 7.1.1 esitettyllä tavalla. Tuloksesta laskettiin A_L arvo jakamalla se käämikierrosten neiliöllä.

Useammista sydämistä koostuvien kuristimien jokainen yksittäinen sydän mitattiin erikseen, jolloin voitiin varmistaa ettei sekaan ole joutunut yhtään toleranssin ääripäiden edustajaa. Varmistuksen jälkeen sydämet pinottiin ja liimattiin yhteen epoksilla, jonka jälkeen yhdistelmäsydämen induktanssi ja A_L arvo mitattiin uudestaan.

A_L arvojen ollessa selvillä, laskettiin vaadittujen käämikierrosten määrä uudestaan, jonka jälkeen jokaiselle sydämelle käämittiin kaikki kolme vaihetta. Valmiiden kuristimien yksittäisten käämitysten induktanssit mitattiin uudelleen sekä 10 kHz:n että 100 kHz:n taajuuksilla, jonka jälkeen A_L arvot laskettiin vielä kerran. Mitatut induktanssit ja niiden perusteella lasketut A_L arvot ovat esitetty taulukossa 7.2.

A_L arvot laskettiin yksittäisen käämityksen induktanssista yhteismuotoisen induktanssin sijaan, koska CM induktanssin arvoon vaikuttaa sydämen materiaalin lisäksi myös kytkentäkertoimen suuruus. Yhteismuotoisen induktanssin käyttäminen olisi johtanut vääristyneisiin tuloksiin.

Taulukko 7.2. Työssä käytettyjen kuristimien lopullisten käämikierrosten määrä, induktanssien mitatut arvot sekä niiden perusteella lasketut A_L arvot 10 kHz:n ja 100 kHz:n taajuuksilla.

Kuristin	N	$L @ 10 \text{ kHz}$ [mH]	$A_L @ 10$ kHz [$\mu\text{H}/\text{N}^2$]	$L @ 100 \text{ kHz}$ [mH]	$A_L @ 100$ kHz [$\mu\text{H}/\text{N}^2$]
W	17	3,14	10,88	2,63	9,11
2 x W	13	3,07	18,15	2,72	16,12
2 x J	18	3,11	9,59	3,21	9,90
J + W	14	2,84	14,48	2,87	14,67
3 x N87	21	3,11	7,06	3,17	7,20
VAC W628	13	3,52	20,82	1,96	11,62
W + W628	10	3,02	30,24	2,28	22,77
M-613	8	3,69	57,61	1,54	24,01
MR-102	18	3,03	9,36	2,74	8,46
3KM	7	3,11	63,48	0,80	16,23
3KM + Kool M_μ	7	3,26	66,54	0,85	17,44
3KL	14	3,31	16,90	2,76	14,10
V140	6	3,57	99,25	1,01	28,00
V140 + N87	6	3,44	95,52	1,08	30,09

Taulukosta 7.2 nähdään, että yhtä poikkeusta lukuun ottamatta kaikkien kuristimien induktanssit ovat vähintään 3 mH, kuten haluttiin.

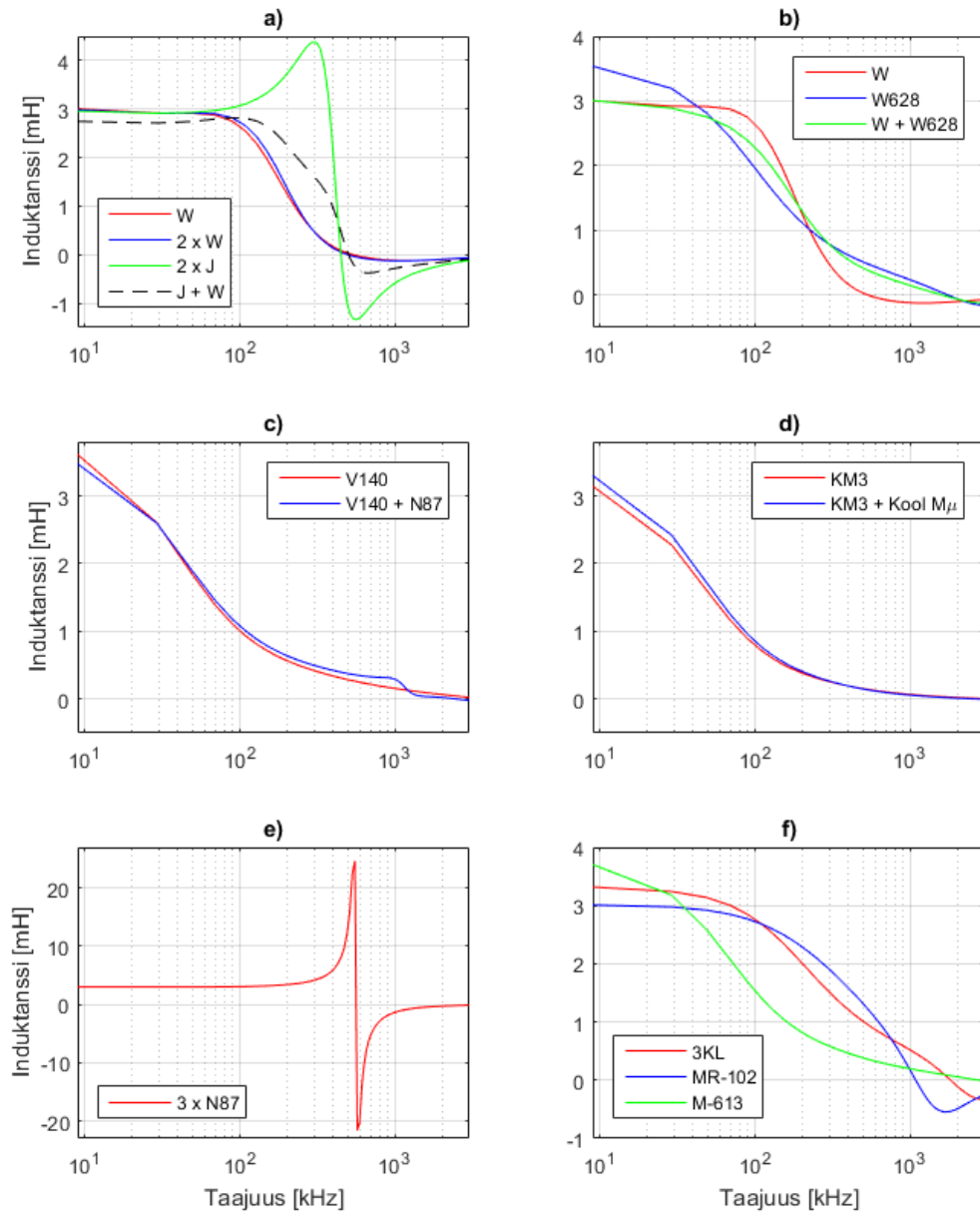
J + W kuristimen käämittämisen aikana yhteen vaiheeseen käämitettiin yksi kierros liian vähän eikä virhettä huomattu ennen kuin oli liian myöhäistä. Sen käämityksiä ei myöskään voitu enää purkaa ja uusia, koska käämilanka loppui kesken.

Taulukosta 7.2. havaitaan, että nanocrystalline kuristimien induktanssit poikkeavat 3 mH:n arvosta enemmän kuin ferriiteillä. Se on seurausta suuresta A_L arvosta ja sen toleranssista. Suurella A_L arvolla yksikin käämikiirros vaikuttaa induktanssin suuruuteen merkittävästi. Tarkkojen induktanssien käämiminen on erittäin hankalaa ellei jopa mahdotonta suuri A_L arvoisilla sydämillä.

Vertailemalla W, W628, M-613, MR-102, 3KM, 3KL ja V140 kuristimien 10 kHz:llä mitattuja A_L arvoja taulukon 7.1 arvoihin, voidaan havaita, että kyseisten kuristimien sydämien A_L arvot ovat sallittujen toleranssien sisällä.

7.3 Yhteismuotoinen induktanssi, resistanssi, impedanssi sekä impedanssin vaihekulma

7.3.1 Induktanssi



Kuva 7.7. Työssä testattujen kuristimien induktanssit taajuuden suhteen. Mitattu taajuuskaista on 9 kHz – 3 MHz.

Kuvasta 7.7 a) nähdään, että yksittäisen W sydämisen kuristimen ja 2 x W kuristimen induktanssien käyttäytymisissä ei ole mitään eroa. Induktansseissa voidaan nähdä pieni ero 70 kilohertsin ja 300 kilohertsin välillä, mutta se selittyy sydämien pienillä eroilla ja mittausepävarmuudella. Molempien induktanssit menevät nolille noin 500 kHz:n kohdalla, jonka jälkeen kyseiset kuristimet muuttuvat resistiivisiksi ja kapasitiivisiksi komponenteiksi.

J sydämisen kuristimen induktanssi alkaa laskemisen sijaan nousta 70 kilohertsin kohdalla, kunnes se saavuttaa huippuarvonsa noin 300 kilohertsin kohdalla. Huippuarvonsa saavuttamisen jälkeen sen induktanssi alkaa laskea rajusti ja menee nolille noin 430 kHz:n kohdalla, jonka jälkeen siitä tulee erittäin kapasitiivinen komponentti. Kapasitiivisuus kääntyy laskuun noin 550 kHz:n kohdalla, jonka jälkeen kuristin alkaa muuttua kohti täysin resistiivistä komponenttia taajuuden kasvaessa.

Pinoamalla J ja W sydämet yhdeksi kuristimen sydämeksi, saadaan aikaan uusi kuristin, jolla on molemmista materiaaleista perittyä käyttäytymistä. Nähdään, että induktanssin käyttäytymistä dominoi W sydän, mutta J sydämellä on pieni piikittävä vaikutus 50 kHz ja 100 kHz välillä. Yhdistelmäkuristimen induktanssin arvo lähtee J sydämensä ansiosta laskuun suuremmilla taajuuksilla kuin pelkkä W sydäminen kuristin, mutta W sydämen induktanssin nolakohta lopulta määrää taajuuden, jossa kuristin on hetkellisesti puhtaasti resistiivinen komponentti.

Kuvasta 7.7 voidaan havaita, että J + W yhdistelmäkuristimen induktanssi on pienempi kuin W, 2 x W ja 2 x J kuristimilla heti alusta alkaen. Se johtuu siitä, että siihen käämittiin vahingossa yksi käämikierros vähemmän.

Kuvassa 7.7. b) on esitetty induktanssit kuristimille, joiden sydämet ovat joko materiaalia W, W628 tai niiden yhdistelmä W + W628. On selvää, että W628 sydämisen kuristimen induktanssi on suurempi 10 kilohertsin kohdalla kuin kuvassa olevat kaksi muuta kuristinta. Kuvasta voi myös havaita, että W628 sydämisen kuristimen induktanssi ei pysy tasaisena missään vaiheessa, vaan se alkaa laskea jo 9 kHz:n jälkeen. Sama pätee myös W + W628 kuristimeen, jonka induktanssia W628 sydän dominoi. W sydämellä on myös iso vaikutus W + W628 kuristimen induktanssiin, joka on selkeästi havaittavissa kuvasta, sillä W + W628 kuristimen käyrä seuraa myös W kuristimen käyrän liikkeitä. W628 sydämisen kuristimen

induktanssi laskee nolnaan vasta noin 1,8 MHz kohdalla. W + W628 kuristimen induktanssi laskee nolnaan lähes samalla taajuudella, joten sen nollakohta määräytyy sen W628 sydämen mukaan.

Kuvassa 7.7 c) on esitetty induktanssi V140 sydämiselle kuristimelle sekä V140 + N87 yhdistelmäkuristimelle. Kuvasta nähdään, että kahdella kuvassa esitetyllä kuristimella on jo 9 kHz:n kohdalla eroa induktansseissa, joka viittaa materiaalin ominaisuuksien pieniin eroihin tai mittausepävarmuuteen. Kuristimien induktanssit käyttäytyvät hyvin samalla tavoin, pois lukien 600 kHz:n ja 1,3 MHz:n välillä, jossa N87 materiaali antaa selkeän, hetkellisen kasvun induktanssille. Voidaan kuitenkin todeta, että V140 sydän dominoi yhdistelmäsydämen induktanssin käytöstä. Yhdistelmäkuristimen induktanssi menee nolnaan noin 2,5 MHz:n kohdalla. Sen sijaan V140 kuristimen arvo ei mene nolnaan alle 3 MHz:n taajuuksilla.

Kuvassa 7.7 d) on esitetty induktanssit 3KM sydämiselle kuristimelle, sekä yhdistelmäkuristimelle, jossa on 3KM ja Kool M μ materiaaleista pinottu sydän. Kuvasta voidaan havaita, että Kool M μ sydämellä ei ole minkään näköistä vaikutusta induktanssin käyttäytymiseen, vaan pienet erot käyrien välillä johtuvat 3KM sydämien pienistä eroista materiaaleissa tai mittausepävarmuudesta.

Kuvassa 7.7 e) on esitetty induktanssi kuristimelle, jonka sydän koostuu kolmesta pinotusta N87 materiaalisesta sydäimestä. Kuvasta voidaan selvästi nähdä, että induktanssi pysyy lähes täysin tasaisena noin 100 kilohertsiin asti, jonka jälkeen se hiljalleen kasvaa 400 kilohertsin taajuudelle asti. Neljänsadan kilohertsin jälkeen kuristimen induktanssi lähtee rajuun nousuun, kunnes huippuarvo saavutetaan noin 550 kHz:n kohdalla. Tämän jälkeen induktanssi syöksyy nolnaan ja kuristimesta tulee erittäin kapasitiivinen, kunnes se vähän ennen 600 kHz taajuutta alkaa muuttua kohti puhtaasti resistiivistä komponenttia. Suuri kapasitiivisuus johtuu suuresta käämikierrosmäärästä ja sydämen pinta-alasta. Jokainen käämikierros on kiinni edellisessä, joten käämikierrosten väliset kapasitanssit kasvavat suuriksi.

Kuvassa 7.7 f) on esitetty induktanssit 3KL, MR-102 ja M-613 sydämisille kuristimille. Kuten kuvissa 7.7 c) ja d), voidaan myös kuvasta f) havaita, että suuri permeabiliteettisimmalla M-613 sydämisestä kuristimen induktanssi alkaa laskea välittömästi, kun taajuus alkaa kasvaa

9 kilohertsistä. Tästä huolimatta sen induktanssi saavuttaa arvon nolla vasta noin 3 megahertsin kohdalla. MR-102 ja M-613 sydänmateriaaleilla kuristimet käyttäytyvät hieman eri lailla, sillä niiden induktanssit pysyvät tasaisina 30 kilohertsiin asti, jonka jälkeen induktanssit alkavat pienentyä.

3KL kuristimen induktanssin arvo laskee hitaasti, kunnes saavutetaan 60 kHz taajuus, jonka jälkeen induktanssin arvo kääntyy jyrkempään laskuun ja saavuttaa lopulta arvon nolla noin 1,8 MHz kohdalla.

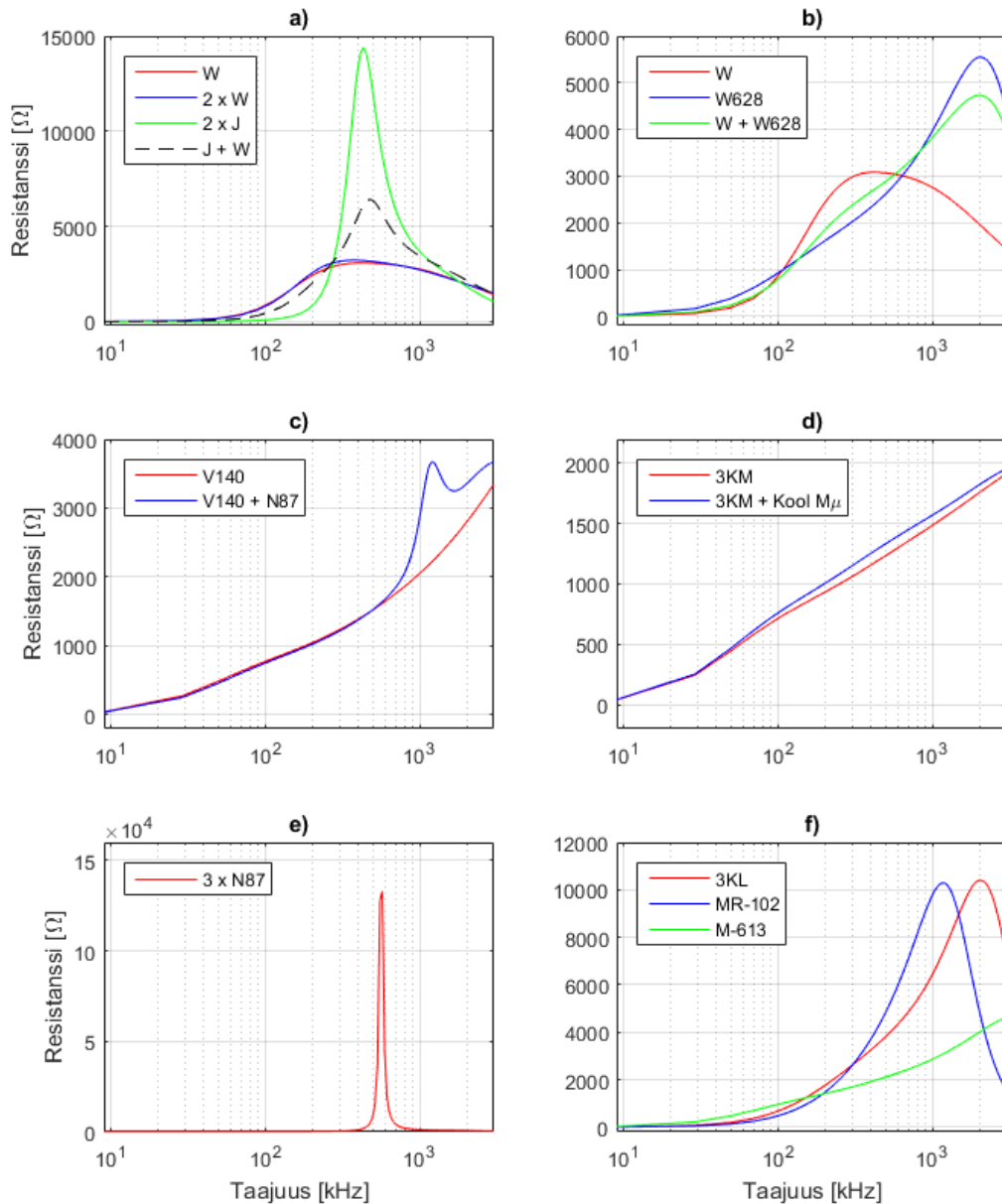
MR-102 materiaallinen kuristin sen sijaan pitää induktanssinsa kohtalaisen vakaana noin 100 kHz:iin asti, jonka jälkeen induktanssin arvo lähtee laskemaan jyrkemmin saavuttaen nolla-arvon noin 1,1 MHz:n kohdalla.

Kuvasta 7.7 voidaan selvästi havaita, että mitä korkeampi permeabiliteetti materiaalilla on, sitä nopeammin sen induktanssi alkaa pienentyä taajuuden kasvaessa.

Pienempi permeabiliteettiset ferriitti materiaalit J ja N87 puolestaan pitivät induktanssinsa vakaina pidempään ja jopa kasvattivat induktanssiensa arvoja, kunnes arvot kääntyivät rajuihin laskuihin.

Yhdistelmäkuristimissa suurempi permeabiliteettinen sydän dominoi induktanssin käyttäytymisessä, mutta pienempi permeabiliteettinen sydän vaikuttaa käyrän muotoon. Vaikutuksen suuruus riippuu pienempi permeabiliteettisen sydämen permeabiliteetin suuruudesta suhteessa suurempi permeabiliteettisen sydämen permeabiliteettiin. Mitä suurempia permeabiliteettien erot ovat, sitä vähemmän pienempi permeabiliteettisellä sydämellä on vaikutusta induktanssin käyrämuotoon.

7.3.2 Resistanssi



Kuva 7.8. Kuristimien resistanssi taajuuden suhteen. Mitattu taajuuskaista on 9 kHz – 3 MHz.

Kuvassa 7.8 a) on esitetty J- ja W ferriittimateriaalien sekä niiden yhdistelmäsydämisen kuristimen resistanssit taajuuden suhteen. Kuvasta huomataan, että J sydämisen kuristimen resistanssilla on piikki 200 kHz:n ja 1 MHz:n välillä. Kyseinen J materiaalille ominainen resistanssin suuri kasvu näkyy myös J + W kuristimessa 250 kHz:n ja 1 MHz:n välillä. Lisäksi nähdään, että J + W kuristimen resistanssilla on piirteitä sekä J että W materiaalista, mutta toisin kuin induktanssin tapauksessa, nyt suurempi resistiivinen sydän eli J materiaalin sydän

määrää $J + W$ kuristimen resistanssin käyrämuodon. W materiaalin resistanssi käyttäytyy huomattavasti tasaisemmin kuin J materiaalin resistanssi. Se alkaa kasvaa 50 kHz jälkeen saavuttaen huippuarvonsa noin 350 kHz:n kohdalla. Huippuarvon jälkeen resistanssi alkaa pienentyä loivasti. Pinoamalla kaksi W sydäntä päällekkäin ei saada mitään muutosta käyrämuotoon

Kuvassa 7.8 b) on esitetty W materiaalisien ferriitin, $W628$ nanocrystallinen sekä edellä mainitun kahden sydänmateriaalin yhdistelmäsydämen resistanssit taajuuden suhteen. $W628$ sydämisen kuristimen resistanssi kasvaa, kunnes se saavuttaa piikkiarvonsa noin 2 MHz kohdalla, jonka jälkeen se lähtee laskuun. $W + W628$ sydämisen kuristimen resistanssilla on piirteitä sekä W että $W628$ materiaaleista, mutta sen $W628$ sydämellä on selkeästi suurempi vaikutus.

Kuvassa 7.8 c) on esitetty $V140$ ja $V140 + N87$ sydämisten kuristimien resistanssien arvot taajuuden suhteen. Kuvasta nähdään, että molempien resistanssit kasvavat jatkuvasti koko 9 kHz:n ja 3 MHz:n välillä. Yhdistelmäsydämisen kuristimen resistanssi seuraa $V140$ sydämen resistanssin arvoja tarkasti, kunnes saavutetaan 600 kHz:n taajuus, jossa $N87$ sydän antaa yhdistelmäsydämelle suuren resistanssin kasvun pelkkään $V140$ sydämeen nähden.

Kuvassa 7.8 d) on esitetty $3KM$ ja $3KM + Kool M\mu$ sydämisten kuristimien resistanssien arvot taajuuden suhteen. Voidaan nähdä, että $3KM$ sydämen ja yhdistelmäsydämen resistanssit käyttäytyvät samalla tavoin. Pieni ero ei ole $Kool M\mu$ pulverisydämen luoma, vaan se johtuu pelkästään $3KM$ sydämien pienistä eroista.

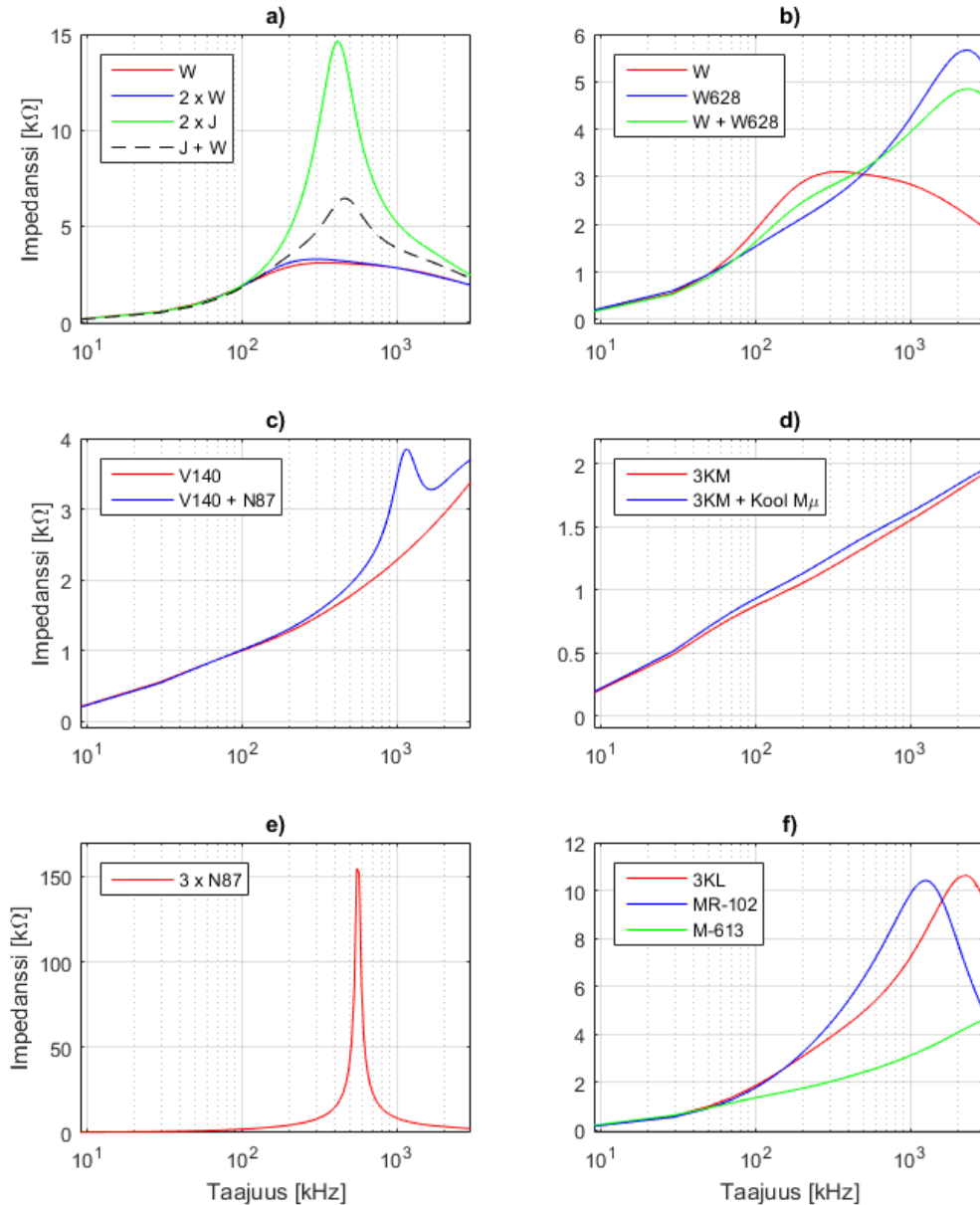
Kuvassa 7.8 e) on esitetty $N87$ sydämenmateriaalisen kuristimen resistanssi taajuuden suhteen. Resistanssi on havaittavissa suuri piikki 500 kHz:n ja 600 kHz:n välissä.

Kuvassa 7.8 f) on esitetty resistanssit $3KL$, $MR-102$ ja $M-613$ sydämille kuristimille. Voidaan havaita, että $M-613$ materiaalin resistanssi nousee kaikista tasaisimmin ja hitaimmin eikä se saavuta huippuarvoaan vielä 3 MHz:n kohdalla.

$MR-102$ ja $3KL$ sydämisten kuristimien resistanssit kasvavat hitaasti noin 100 kHz:iin asti, jonka jälkeen ne alkavat kasvaa nopeasti.

MR-102 sydämisen kuristimen resistanssi saa maksimi arvonsa noin 1,2 MHz:n kohdalla ja 3KL noin 2 MHz:n kohdalla.

7.3.3 Impedanssi



Kuva 7.9. Kuristimien impedanssit taajuuden suhteen. Mitattu taajuuskaista on 9 kHz – 3 MHz.

Kuvassa 7.9 on esitetty kaikkien testattujen kuristimien impedanssit taajuuden suhteen. Impedanssi on vaimennuksen kannalta kaikista tärkein.

Kuvasta 7.9 nähdään, että jokaisen kuristimen impedanssin käyrän muoto muistuttaa vahvasti sen resistanssin käyrän muotoja. Toisin sanoen, kuristimien resistanssit ovat dominoivia tekijöitä impedanssin muodostamisessa. Induktanssin ja kapasitanssin vaikutukset

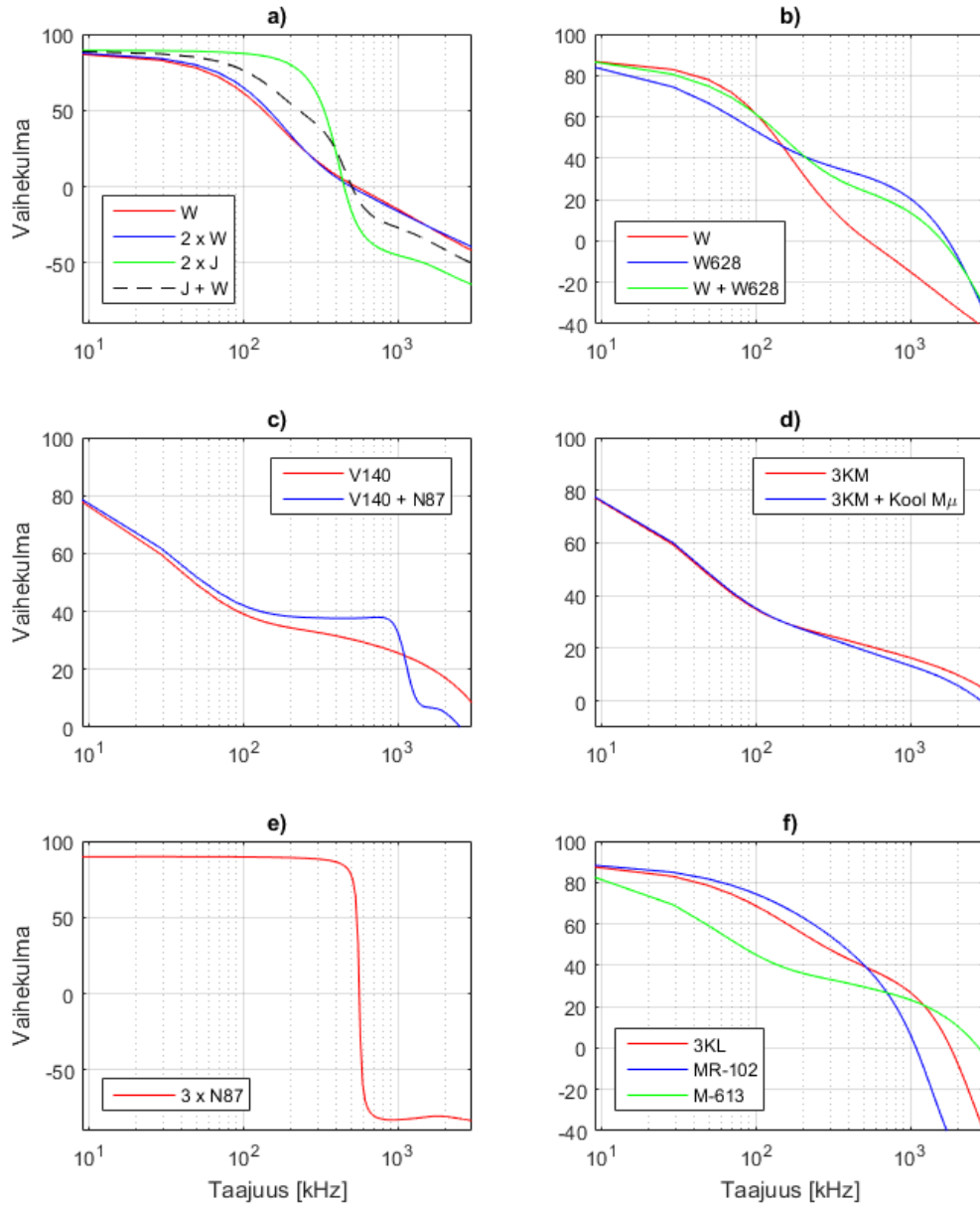
voidaan nähdä vertailemalla kuvassa 7.8 esitettyjä resistansseja kuvassa 7.9 esitettyjen impedanssien kanssa. Huomataan, että kokonaistasot ohmeissa ovat jonkin verran nousseet impedanssikäyriissä koko taajuusalueella. Suurin ja helpoiten havaittavissa oleva, induktanssin aiheuttama ero, on nähtävissä alkupään taajuuksien korkeammilla tasoilla verrattuna pelkkään resistanssiin. Korkea permeabiliteettisilla nanocrystalline sydämisillä, eli V140, 3KM ja M-613 kuristimilla ei havaita paljain silmin juuri mitään vaikutusta korkeilla taajuuksilla.

Kuvassa 7.9 b) on esitetty W , $W628$ ja $W + W628$ kuristimien impedanssit taajuuden suhteen. Kuten kuvassa 7.9 a), voidaan kuvassa 7.9 b) nähdä impedanssin käyrien mukailevan resistanssien käyrien muotoja.

Yhdistelmäsydämisellä kuristimella on $W628$ materiaalista kuristinta suurempi impedanssi 80 kHz:n ja 600 kHz:n välillä. Lisäksi sillä on suurempi impedanssi kuin W materiaalisella kuristimella 450 kHz:sta ylöspäin. Toisin sanoen, $W + W628$ sydäminen kuristin on hyvä kompromissi ratkaisu, sillä sen W ja $W628$ materiaaleista pinottu sydän toimii 50 kHz:n jälkeen kaikilla taajuuksilla paremmin kuin kyseisellä taajuudella heikommin suoriutuva W tai $W628$ kuristin. Huonona puolena voidaan pitää sitä, että sillä ei koskaan ole yhtä suurta impedanssia kuin kyseisellä taajuudella paremmin toimiva W tai $W628$ materiaalista käämitty kuristin. Toisaalta se on parempi ratkaisu kuin $J + W$ sydäminen kuristin, joka ei ole 2 x J sydämistä kuristinta parempi millään taajuusalueella.

Kuvasta 7.9 e) voidaan hahmottaa N87 sydänmateriaalilla varustetun kuristimen impedanssin muutosta taajuuden suhteen. Jälleen voidaan nähdä, että impedanssin käyrän muoto muistuttaa vahvasti resistanssin käyrän muotoa, mutta sen taso on kauttaaltaan hieman korkeammalla. Impedanssin arvon suuri piikki on helposti havaittavissa 400 kHz:n ja 700 kHz:n välillä.

7.3.4 Impedanssin vaihekulma



Kuva 7.10. Kuristimien impedanssien vaihekulmat taajuuden suhteen. Mitattu taajuuskaista on 9 kHz – 3 MHz.

Kuvassa 7.10 on esitetty kaikkien testattujen kuristimien impedanssien vaihekulmat taajuuden suhteen.

Impedanssin vaihekulman arvon selvittäminen on hyödyllistä, koska sen perusteella nähdään perustuuko kuristimen vaimentaminen halutulla taajuudella enemmän induktanssiin vai resistanssiin eli häviöihin. Mitä lähempänä positiivista 90° vaihekulma on, sitä induktiivisempi kuristin on kyseisellä taajuudella. Vaihekulman ollessa 0° astetta, on kuristin täysin resistiivinen ja negatiivisilla arvoilla se on sekä resistiivinen että kapasitiivinen. Komponentti on täysin kapasitiivinen, jos vaihekulma on -90° . Häviöt lämmittävät kuristimen sydäntä, joka voi sovelluksesta riippuen olla huono asia. Ideaalinen kuristin olisi täysin induktiivinen kaikilla taajuusalueilla.

Kuvasta 7.10 a) nähdään, että W materiaalisten sydämien impedanssien vaihekulmat lähtevät pienenemään jo 10 kHz jälkeen. Vaihekulman pienenemiset ovat lähes lineaarisia, kunnes saavutetaan 30 kHz:n taajuus, jonka jälkeen kulma lähtee pienenemään nopeammin saavuttaen nollan asteen arvon noin 500 kHz:n kohdalla.

Kuristin, jossa on J materiaallinen sydän, on lähes täysin induktiivinen 100 kHz:iin asti, jonka jälkeen vaihekulman käyrä alkaa hitaasti kääntyä laskuun. Lasku on edelleen hidasta 200 kHz:iin asti, mutta lähtee pian tämän jälkeen rajuun laskuun saavuttaen nolla-arvon noin 450 kHz:n kohdalla.

J + W sydämisen kuristimen impedanssin vaihekulma pysyy suurempana kuin W sydämisen kuristimen vaihekulma, mutta ei yhtä suurena kuin J materiaalin vaihekulma, kun kuristin on induktiivinen.

Kuvasta voidaan havaita, että yhdistelmäsydämisen kuristimen impedanssin kulman nollakohta on samalla taajuudella kuin W materiaalisten kuristimien impedanssien nollakohdat.

Kuvassa 7.10 b) on esitetty W ja W628 materiaalisten kuristimien sekä niiden yhdistelmäsydämellä varustetun kuristimen impedanssien vaihekulmien arvoja taajuuden suhteen. Kuvasta voidaan havaita, että W628 sydämisen kuristimen impedanssin vaihekulma ei ole 9 kHz:ssä yhtä suuri kuin W sydämisen kuristimen impedanssin vaihekulma. Lisäksi se lähtee välittömästi laskuun eikä pysy tasaisena ollenkaan. Tästä huolimatta W628 kuristimen impedanssin vaihekulman pieneneminen hidastuu 100 kHz:n jälkeen, jonka vuoksi sen vaihe-

kulma muuttuu suuremmaksi kuin W materiaalisen kuristimen vaihekulma 160 kHz:n kohdalla. W628 kuristimen impedanssin vaihekulma saa nolla-arvonsa vasta noin 1,6 MHz:n kohdalla. W + W628 kuristimen impedanssin vaihekulma käyttäytyy hyvin erikoisella tavalla, kuten kuvastakin on havaittavissa. Sen impedanssin vaihekulman arvo seuraa aina sillä hetkellä induktiivisempaa sydäntä.

Kuvasta 7.10 c) nähdään, että V140 kuristimen impedanssin vaihekulma on 9 kHz:n taajuudellakin alle 80 astetta, eli se ei ole täysin induktiivinen. Lisäksi nähdään, että sen impedanssin vaihekulma pienenee 9 kHz:n ja 100 kHz:n välillä noin 40 astetta. V140 kuristimen impedanssin vaihekulman pieneneminen hidastuu 100 kHz:n jälkeen eikä se saa nolla-arvoa vielä 3 MHz:n taajuudellakaan.

V140 + N87 kuristin käyttäytyy samalla tavalla noin 150 kHz:iin asti, jonka jälkeen sen impedanssin vaihekulma pysyy lähes vakiona 800 kHz:iin asti, jonka jälkeen se lähtee rajuun laskuun. Yhdistelmäsydämisen kuristimen impedanssin vaihekulman V140 kuristimesta poikkeava käytös on peräisin N87 kuristimen ominaisuuksista.

Kuvassa 7.10 d) on esitetty 3KM kuristimen ja 3KM + Kool M μ kuristimien impedanssien vaihekulmat taajuuden suhteen. Kuvasta nähdään, että impedanssien vaihekulmat käyttäytyvät samalla tavalla, eikä Kool M μ sydän muuta vaihekulman käyttäytymistä mitenkään. Kulman käyttäytymisen pieni poikkeus johtuu 3KM sydämien pienistä eroavaisuuksista.

Kuvasta 7.10 e) nähdään, miten N87 sydämen impedanssin vaihekulma pysyy lähes 90° kulmassa 200 kHz:iin asti, jonka jälkeen se lähtee erittäin hitaaseen laskuun. Vaihekulman arvo ei juurikaan laske ennen 300 kHz:n taajuutta ja vasta 400 kHz:n kohdalla alkaa nopea kulman arvon pieneneminen. Kuvasta voidaan nähdä, että kuristin on lähes erittäin kapasitiivinen 500 kHz:stä eteenpäin.

Kuvassa 7.10 f) on esitetty 3KL, MR-102 ja M-613 sydänmateriaaleista käämittyjen kuristimien impedanssien vaihekulmat taajuuden suhteen.

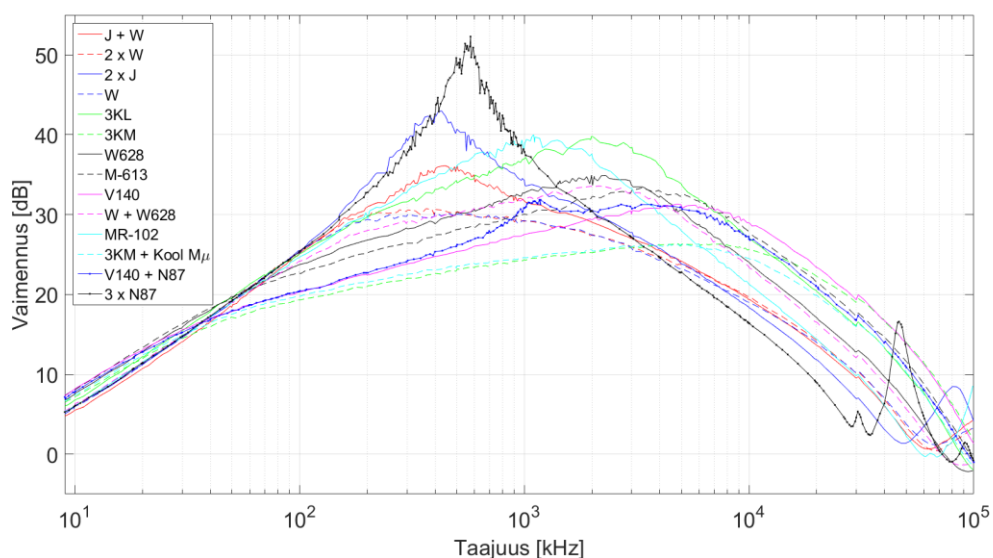
Kuvasta nähdään, että M-613 kuristimella on kaikista pienin vaihekulma jo 9 kHz:n taajuudella ja sen vaihekulman suuruus pienenee kolmesta kuristimesta kaikista nopeimmin 100

kHz:iin asti. M-613 kuristimen impedanssin vaihekulman pieneneminen alkaa hidastua 100 kHz:n jälkeen ja saa nolla-arvonsa vasta noin 2,9 MHz:n kohdalla. MR-102 kuristimen impedanssin vaihekulma on alussa kaikista kolmesta kuristimesta suurin. Sen vaihekulman arvo pysyy suurimpana noin 500 kHz:iin asti, jonka jälkeen 3KL kuristimen impedanssin vaihekulma muuttuu kaikista suurimmaksi. MR-102 kuristimen impedanssin vaihekulma saa nolla arvonsa noin 1,1 MHz:n kohdalla. Kolmannen, eli 3KL sydämisen kuristimen, impedanssin nolla-arvo on taajuudella 1,8 MHz.

Kuvasta 7.10 nähdään, että useimpien kuristimien impedanssien vaihekulmien arvot eivät pysähdy nolnaan asteeseen, vaan ne alkavat kasvaa negatiiviseen suuntaan. Kyseessä ei ole mittausvirhe, vaan kuristimet alkavat muuttua kapasitiivisiksi, jolloin vaihekulma kääntyy negatiiviseksi.

7.4 Yhteismuotoinen vaimennus

Kuristimen kyky vaimentaa häiriöitä on sen tärkein ominaisuus, joten kaikkien työssä suunniteltujen kuristimien yhteismuotoiset vaimennukset mitattiin. Tavoite oli selvittää mikä testatuista kuristimista antaisi parhaimman vaimennuksen johtuvien häiriöiden taajuusalueella. Mittaukset suoritettiin kappaleessa 7.2.1 esitetyllä tavalla. Mitatut vaimennukset ovat esitetty kuvassa 7.11.



Kuva 7.11. Kaikkien kuristimien yhteismuotoiset vaimennukset taajuuden suhteen.

Kuvasta 7.11 voidaan tehdä kaksi havaintoa. Ensinnäkin yksikään testatuista kuristimista ei kykene antamaan edes 10 dB:n vaimennusta koko mittausalueella (9 kHz – 100 MHz). Johtuvien häiriöiden taajuusalueen (150 kHz – 30 MHz) alkupäässä jokainen kuristin vaimentaa vähintään 20 dB. Parhaimmat vaimennukset taajuusalueen alkupäässä saavutetaan 2 x J ja 3 x N87 kuristimilla, sillä ne vaimentavat jopa 30 dB jo 150 kHz:n tuntumassa. Matalapermeabiliteettiset nanocrystallinet MR-102 ja 3KL nousevat eniten vaimentaviksi kuristimiksi noin 1 MHz:n taajuuden kohdalla. Hitachi:n valmistama 3KL sydäminen kuristin vaimentaa parhaiten noin 7 MHz:iin asti, jonka jälkeen korkeapermeabiliteettiset nanocrystallinet nousevat sen rinnalle.

Kuvasta 7.11 voidaan nähdä, että yksikään kuristin ei vaimenna 20 desibeliä 30 MHz:n kohdalla. Lähimmäksi pääsee V140, joka vaimentaa 20 desibeliä 28,4 MHz:iin asti. Korkeapermeabiliteettiset materiaalit ovat hyviä vaihtoehtoja vasta korkeammilla taajuuksilla. V140 ja M-613 materiaalit alkavat vaimentaa enemmän kuin ferriitit noin 1,75 – 2 MHz:n kohdalla. Hitachi:n 3KM materiaalin kuristin ohittaa ferriittien vaimennuskyvyn vasta noin 4 MHz:n kohdalla. Sen vaimennus matalilla taajuuksilla on surkea verrattuna muihin materiaaleihin.

Korkeapermeabiliteettinen W ferriitti ei ole missään vaiheessa vahvoilla, joten se on pienimuotoinen pettymys. Magnetics mainostaa kyseessä olevaa ainetta EMI sovelluksiin tarkoitetuksi materiaaliksi, joten sen voisi olettaa suoriutuvan paremmin. VAC:n W628 on hyväksyttävä valinta, jos N87 ja J materiaalien vaimennus ei ole riittävä yli 1,5 MHz:n taajuudella. Toisaalta 3KL ja MR-102 ovat sielläkin alueella parempia kuin W628, joten W628 jää väliinpuotoajaksi.

Mittauksen perusteella ei voida suoraan sanoa mistä materiaalista tehty kuristin olisi paras vaihtoehto verkon ja verkkovaihtosuuntaajan väliseen EMI-suodattimeen. Verkkovaihtosuuntaajan tuottamien yhteismuotoisten häiriöiden taajuusalue pitäisi olla tiedossa, jotta tiedettäisiin mikä materiaali sopisi parhaiten.

Jo olemassa olevien tuotteiden perusteella häiriöt voisivat sijoittua kytkentätaajuuden ja 3 MHz:n välille, jolloin parhaimmat vaihtoehdot olisivat 3KL ja MR-102. Mikäli pahimmat

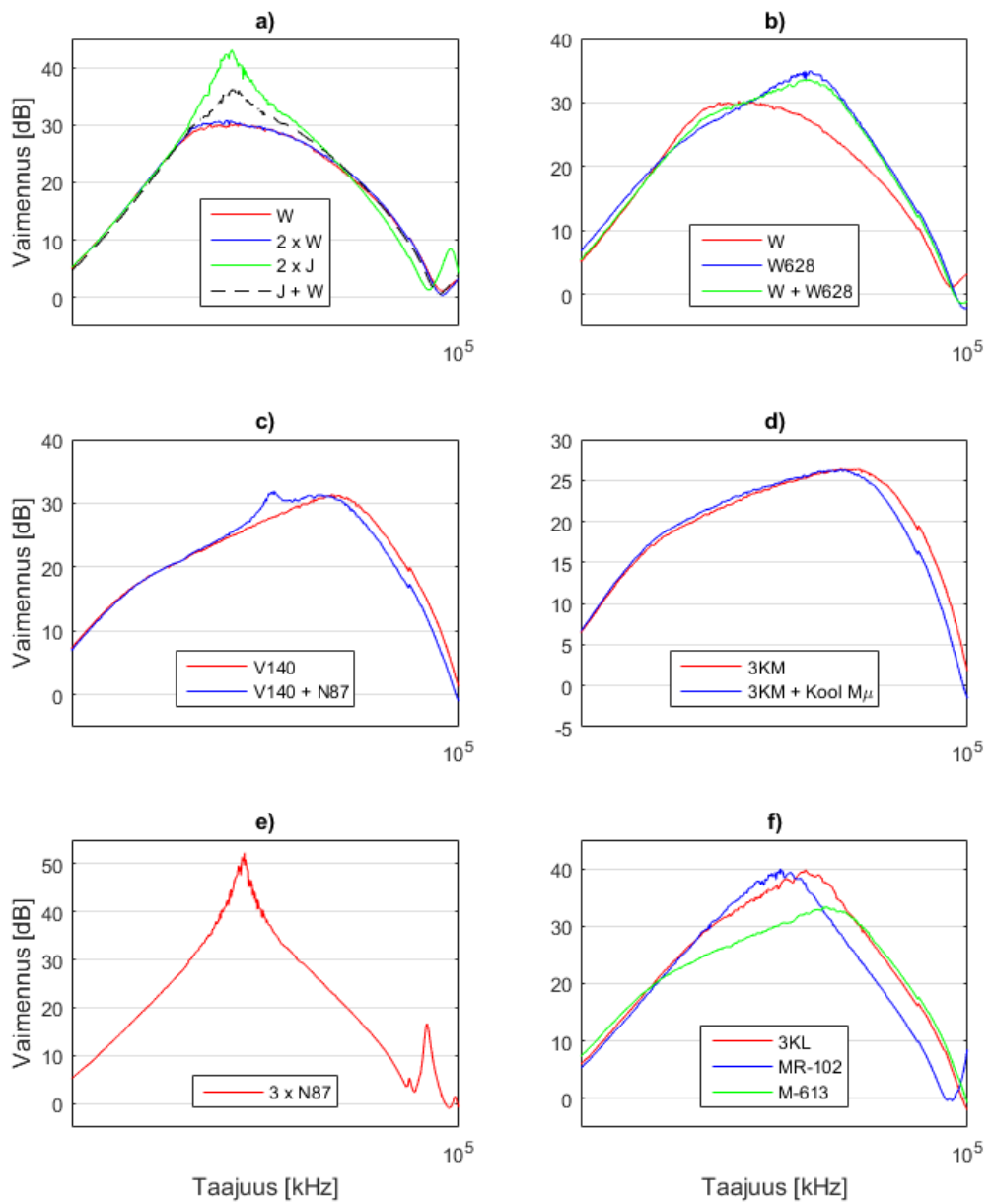
häiriöt olisivat maksimissaan 1,5 MHz:n taajuudella, niin myös J ja N87 materiaaleja voisi käyttää.

Vertailun helpottamiseksi kaikkien kuristimien vaimennuksien taajuuskaistat ovat esitetty taulukossa 7.3. Taulukkoon on merkattu vaimennuksien suuruudet 10 dB:n välein alkaen 10 desibelistä, sekä taajuudet, joilla on vähintään kyseessä olevan suuruinen vaimennus.

Kuristimien vaimennukset ovat ryhmitelty useaan kuvaan kuvassa 7.13, jotta vertailu yhdistelmäkuristimien ja yksittäisistä materiaaleista tehtyjen kuristimien välillä olisi helpompaa.

Taulukko 7.3. Työssä suunniteltujen kuristimien vaimennuksien taajuuskaistat.

Sydänmateriaali	10dB	20 dB	30 dB	40 dB	50 dB
W	17,2 kHz – 31,4 MHz	54,3 kHz – 8,56 MHz	254 kHz – 582 kHz	-	-
2 x W	17,2 kHz – 31,4 MHz	54,4 kHz – 9,56 MHz	206 kHz – 594 kHz	-	-
2 x J	17,1 kHz – 23,4 MHz	55,0 kHz – 8,24 MHz	150 kHz – 2,08 MHz	322 kHz – 546 kHz	-
J + W	18,3 kHz – 28,6 MHz	58,2 kHz – 9,24 MHz	169 kHz – 1,61 MHz	-	-
3 x N87	16,9 kHz – 18,4 MHz	54,6 kHz – 6,78 MHz	154 kHz – 2,06 MHz	329 kHz – 905 kHz	538 kHz – 597 kHz
W628	13,8 kHz – 39,1 MHz	53,5 kHz – 15 MHz	494 kHz – 5,24 MHz	-	-
3KL	15,4 kHz – 50,4 MHz	52,1 kHz – 20,7 MHz	210 kHz – 7,44 MHz	2 MHz	-
MR-102	16,6 kHz – 29,4 MHz	56,3 kHz – 11,4 MHz	195 kHz – 4,07 MHz	1,01 MHz	-
W + W628	16,4 kHz – 36,8 MHz	56,8 kHz – 14,2 MHz	448 kHz – 4,9 MHz	-	-
V140	12,8 kHz – 64,5 MHz	88,1 kHz – 28,4 MHz	2,7 MHz – 8,32 MHz	-	-
V140 + N87	13,5 kHz – 53,2 MHz	87,1 kHz – 21,9 MHz	925 kHz – 6,4 MHz	-	-
3KM	14,9 kHz – 65,6 MHz	136 kHz – 26,9 MHz	-	-	-
3KM + Kool M μ	14,4 kHz – 50,8 MHz	106 kHz – 19,4 MHz	-	-	-
M-613	12,9 kHz – 55,8 MHz	53,3 kHz – 23,3 MHz	980 kHz – 7,79 MHz	-	-



Kuva 7.12. Kuristimien vaimennukset taajuuksien suhteen.

Kuvasta 7.12 nähdään, että vaimennuksien käyrät käyttäytyvät juuri niin kuin kuvassa 7.9 esitetyt impedanssit. Pinoamalla kaksi erilaista sydäntä päällekkäin ei J + W kuristimen lisäksi saatu merkittävää lisähyötyä.

7.5 Yhteismuotoinen vaimennus eri lämpötiloissa

Verkkovaihtosuuntaajia voidaan asentaa useisiin eri ympäristöihin, joissa lämpötilat voivat vaihdella rajusti. Lisäksi koteloiden sisällä olevat kuristimet ja muut komponentit lämpenevät käytössä, kun piireissä kulkee virtaa.

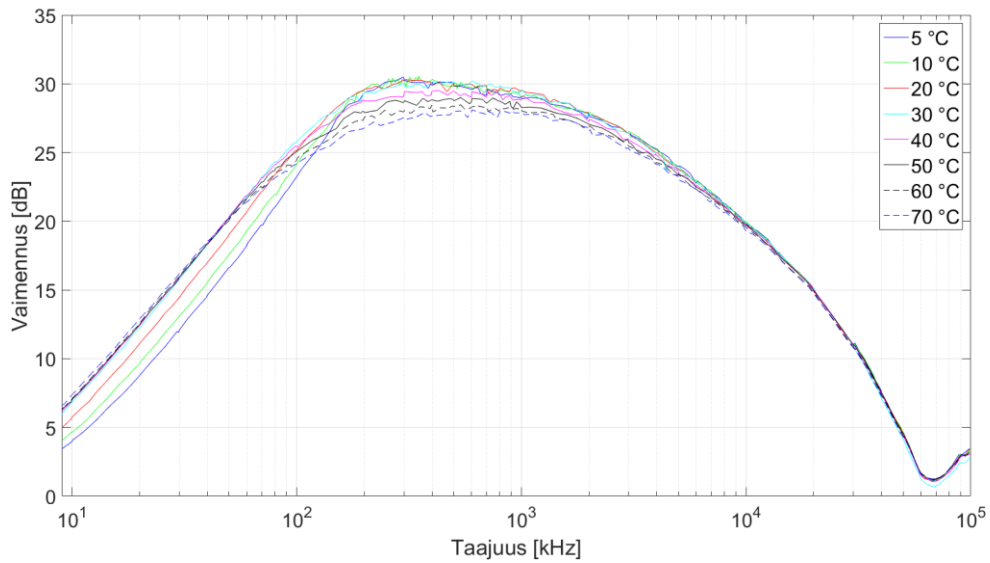
Kuristimet, jotka lämpenevät käytössä sydän- ja kuparihäviöiden takia, voivat lämmittää koteloiden sisällä olevaa ilmaa vaikuttaen muiden komponenttien elinikiin.

Edellä mainitut muutokset ympäristön ja komponenttien lämpötiloissa johtavat helposti tilanteeseen, jossa sekä ympäristön että kuristimien ja muiden komponenttien lämpötilat eivät enää vastaa alkuperäisen testauksen olosuhteita.

Kappaleessa 5 kerrottiin, että lämpötilan vaihtelulla saattaa sydänmateriaalista riippuen olla suuriakin vaikutuksia materiaalin permeabiliteettiin ja siten induktanssin sekä lopuksi impedanssin suuruuteen. Tästä syystä tässä työssä on mitattu yhden W tyyppin ferriitin ja W628 tyyppin nanocrystalline sydämisten kuristimien vaimennuksia eri lämpötiloissa.

7.5.1 Ferriitti (Magnetics Inc, ”W”)

Magnetics:n W ferriitin vaimennuskykyä eri lämpötiloissa päätettiin mitata, sillä useiden kirjallisuuslähteiden mukaan suuripermeabiliteettisten ferriittien permeabiliteetit voivat vaihdella rajusti lämpötilan suhteen. Yksittäisen W sydämisen kuristimen vaimennus lämpötilan suhteen on esitetty kuvassa 7.13.



Kuva 7.13. Magnetics W-tyypin ferriittisydämissen kuristimen vaimennus taajuuden suhteen eri lämpötiloissa.

Kuvasta 7.13 voidaan havaita, että lämpötilan muutoksella on vaikutusta W ferriittisydämissen kuristimen vaimennuskykyyn. Kuvasta voidaan selvästi nähdä, että alle 40 kHz:n taajuuksilla vaimennuskyky kasvaa lämpötilan kasvaessa. Toisin sanoen, impedanssin arvo on sitä suurempi mitä korkeampi lämpötila on. Sen kasvu johtuu induktanssin suurenemisesta, joka puolestaan johtuu permeabiliteetin kasvusta.

Kuvasta 7.13 voi myös nähdä, että noin 300 kHz:n kohdalla vaimennus käyttäytyy täysin päinvastoin kuin alle 40 kHz:n taajuuksilla. Vaimennus on noin 300 kHz:n kohdalla sitä suurempi, mitä matalampi lämpötila on. Tällainen käyttäytyminen johtuu sydänmateriaalin alkupermeabiliteetin eroista eri lämpötiloissa. Mitä suurempi lämpötila on, sitä suurempi kuristimen sydämen alkupermeabiliteetti on. Toisaalta, mitä suurempi alkupermeabiliteetti on, sitä nopeammin se absoluuttinen arvo pienenee taajuuden suhteen. Toisin sanoen, W ferriitin permeabiliteetin reaaliosa, eli induktanssi, pienenee sitä nopeammin taajuuden suhteen, mitä korkeampi lämpötila on. Tästä syystä eri lämpötilojen vaimennuskäyrien järjestykset vaihtuvat päinvastaisiksi 50 kHz:n ja 300 kHz:n välillä.

Lämpötilojen aiheuttamat erot vaimennuksessa ovat suurimmillaan alle 30 kHz taajuuksilla sekä noin 250 kHz:n kohdalla. Ne ovat kuitenkin niin pieniä, että niillä ei ole mitään käytännön merkitystä eivätkä ne aiheuta mitään ylimääräistä työtä suunnitteluvaiheessa. Toisaalta

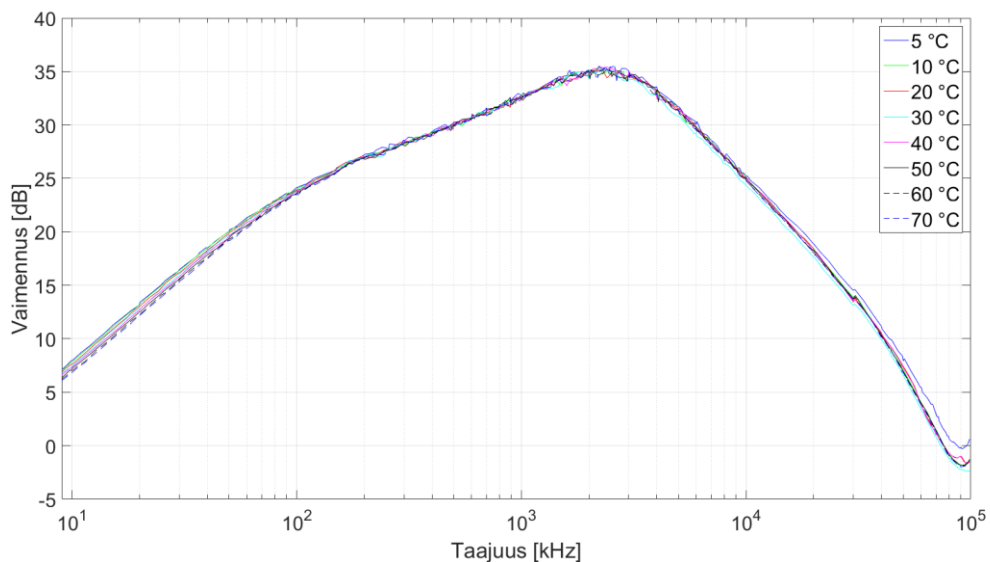
työssä mitattiin lämpötiloja vain 70 celsius asteeseen asti, joka ei ole korkea lämpötila kuristimelle. Tilanne voi muuttua, kun lämpötila nousee esimerkiksi 120 celsius asteeseen.

Erot alkavat pienentyä, kun taajuus kasvaa yli 250 kHz:n. Kymmenellä megahertsillä ja sitä korkeammilla taajuuksilla eroja ei ole enää ollenkaan.

Impedanssia mielenkiintoisempi suure olisi ollut induktanssi, koska sen muutos siirtää suodattimen resonanssin taajuutta. Jatkossa olisikin hyvä mitata myös induktanssi lämpötilan suhteen.

7.5.2 Nanocrystalline (VAC W628)

W628 materiaalsen nanocrystallinen vaimennuskykyä eri lämpötiloissa päätettiin mitata, koska useat valmistajat ilmoittivat yhden nanocrystallinen monista vahvuuksista olevan niiden permeabiliteettien vakaus lämpötilan suhteen. Syitä juuri W628 sydämen valinnalle oli kaksi. Ensinnäkin sen permeabiliteetti oli lähempänä W ferriittiä kuin useimmat muista nanocrystallineista. Toinen syy oli se, että W628 oli päällystetty epoksilla, kun muut olivat ns. muovikoteloisia versioita. Muovikotelo olisi tehnyt sydämen lämpötilan mittauksesta hankalaa ja epäluotettavaa. W628 sydämen kuristimen vaimennus lämpötilan suhteen on esitetty kuvassa 7.14.



Kuva 7.14. Vacuumschmelze W628 nanocrystalline sydämen kuristimen vaimennus eri lämpötiloissa taajuuden suhteen.

Kuvasta 7.14 nähdään, että W628 sydämen kuristimen vaimennus ei muutu merkittävästi eri lämpötiloissa. Ero ääripäiden välillä on suurimmillaan alle 30 kHz:n taajuuksilla, mutta desibeleissä erotus on maksimissaan vain noin 1,25 dB. Taajuuden ollessa 100 kHz tai korkeampi, ei eroja vaimennuksessa käytännössä ole enää ollenkaan. Kuvassa nähtävät, hetkeliset erot johtuvat mittausepävarmuuksista.

Mielenkiintoista on, että W628 tyypin vaimennus alle 30 kHz:n taajuuksilla on sitä suurempi, mitä kylmempi sydämen lämpötila on. Se käyttäytyy täysin päinvastoin kuin mitattu W tyypin ferriitti.

7.6 Yhteismuotoinen kyllästysvirta

Kuristimien kyllästyminen on ominaisuus, jota ei voi sivuuttaa suunnitteluvaiheessa. Yhteismuotoisen virran aiheuttamia kyllästyksiä on approksimoitava laskemalla, jotta voidaan karssia pois materiaalit, jotka eivät voi täyttää asetettuja vaatimuksia. Tässä työssä suunniteltujen kuristimien kyllästysvirtoja hahmoteltiin laskemalla yhtälöä (6.5.2) hyväksi käyttäen. Yhteismuotoisen häiriövirran suuruus laskettiin täydellä kyllästysvuon tiheydellä ja 30 % turvarajalla eli $0,7B_{\text{sat}}$. Laskujen tulokset ovat esitetty taulukossa 7.4.

Laskuissa käytettiin turvarajaa, jotta voitiin varmistaa ettei sydänmateriaali kyllästy täysin. Liiallinen kyllästyminen laskee induktanssin kohti ilmasydämisen kuristimen induktanssia, jolloin vaimennus heikkenee ja häiriöt pääsevät verkkoon. Lisäksi on mahdollista, että induktanssin raju pieneneminen siirtää koko CM suodattimen resonanssitaajuuspisteen laitteessa esiintyvälle kytkentätaajuudelle, jolloin suodatin vahvistaa kytkentätaajuudella esiintyvää häiriötä.

Työn aikana yritettiin useaan otteeseen kehittää algoritmia, jolla voidaan laskea kyllästysvirtoja tarkasti ja mallintaa eri sydänmateriaalien kyllästymistä, mutta siinä ei kuitenkaan onnistuttu. Sijoittamalla kyllästysvuontiheyden B_{sat} eri prosentuaalisia arvoja yhtälöön (6.5.2) saadaan suora, joka esittää CM virran arvoa B_{sat} suhteen. Kyseinen suora ei kuitenkaan vastaa oikeaa induktanssin muutosta yhteismuotoisen virran suhteen, koska induktanssi ei muutu lineaarisesti, kuten kappaleessa 5 osoitettiin. Suoran arvoja voidaan kuitenkin käyttää suunta-antavina tietoina, kun pyritään löytämään sydämiä, jotka todennäköisesti kestäsivät ennalta määritetyn CM virran liikaa kyllästymättä.

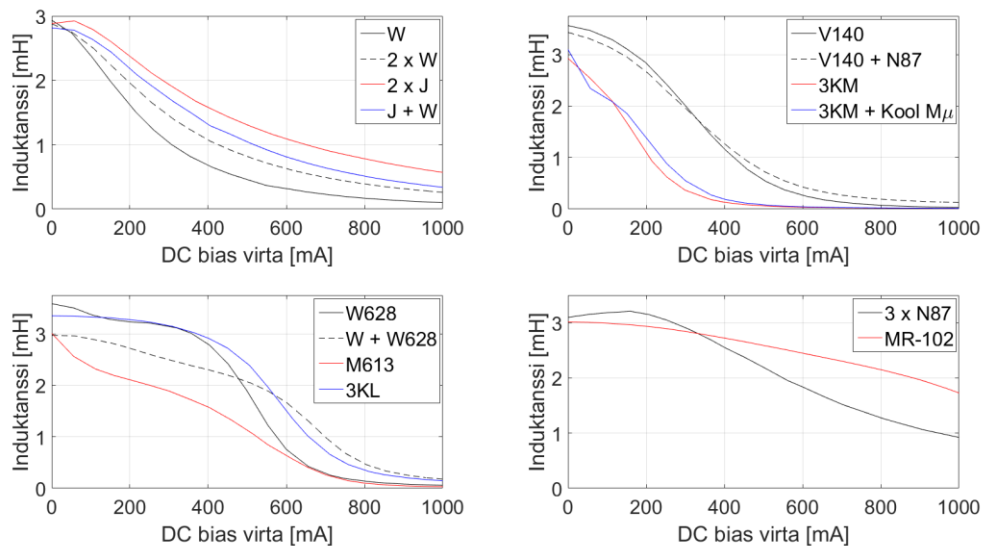
Taulukko 7.4. Tutkittujen kuristimien lasketut yhteismuotoiset kyllästysvirtojen suuruudet, kun kyllästysvuontiheyksien suuruudet ovat 100% ja 70 % maksimista. Laskuissa on käytetty mitattuja A_L arvoja ilmoitettujen nominaaliarvojen sijaan.

Sydänmateriaali	I_{cm} @ 100% B_{sat} [A]	I_{cm} @ 70% B_{sat} [A]
W	0,3983	0,2788
2 x W	0,6241	0,4369
2 x J	0,9410	0,6587
J + W	-	-
3 x N87	2,1489	1,5042
W628	0,5497	0,3848
3KL	0,7592	0,5314
MR-102	1,1399	0,7979
W + W628	-	-
V140	0,4594	0,3216
V140 + N87	-	-
3KM	0,4152	0,2906
3KM + Kool $M\mu$	-	-
M-613	0,3749	0,2625

Taulukosta 7.4 havaitaan, että laskujen mukaan sekä yksisydäminen W kuristin että kaikki suuri permeabiliteettiset nanocrystalline kuristimet kyllästyvät nopeammin kuin ferriitit ja pieni permeabiliteettiset nanocrystalline kuristimet. Taulukoitujen tuloksien perusteella yksikään niistä ei olisi hyvä vaihtoehto, jos verkkovaihtosuuntaajaan ja verkon välissä kulkisi vähintään 200 mA virta.

N87 ja MR-102 kuristimia lukuun ottamatta kaikkien kuristimien tulokset antavat olettaa sydämien olevan niin kyllästyneitä 400 mA yhteismuotoisella virralla, että yhteismuotoinen induktanssi on reilusti alle puolet ns. nolavirralla saatavasta tuloksesta – korkeapermeabiliteettisten nanocrystallinejen ja W:n tapauksessa alle kolmasosan. Luotettavampien tuloksien takia kuristimien kyllästymistä tutkittiin laskemisen lisäksi mittaamalla CM induktanssin muutos CM virran suhteen. Mittaus suoritettiin kappaleessa 7.1.3 esitetyllä tavalla. Saadut tulokset ovat esitetty kuvassa 7.15.

Yhdistelmäkuristimien kyllästymisiä on mahdotonta laskea, koska pinotut sydämet ovat dimensioiltaan erilaisia ja niiden permeabiliteetit, kyllästysvuontiheydet ja muut ominaisuudet eroavat toisistaan huomattavasti. Kool M μ sydämen induktanssi on mitätön kuudella käämikierroksella ja yksittäinen 3KM sydän kyllästyy laskujen mukaan nopeasti, joten voidaan olettaa, että kyseessä olevan yhdistelmäsydämen kuristimen kyllästyskäyrä mukailee yksittäisen 3KM kuristimen käyrää. J+W yhdistelmäkuristimen kyllästyskäyrän voidaan olettaa kulkevan 2 x W ja 2 x J kuristimien kyllästyskäyrien välissä. V140 + N87 käyrää pätee sama kuin 3KM + Kool M μ kuristimeen. Viimeisen yhdistelmäkuristimen kyllästyskäyrästä ei voi sanoa mitään mittaamatta.



Kuva 7.15. Kuristimien yhteisluotoiset induktanssit esitettyinä kyllästysvirran suhteen.

Kuvasta 7.15 nähdään, että yhdenkään kuristimen kyllästyskäyrä ei ole lineaarinen suora eivätkä käyrät vastaa laskettuja tuloksia. Lisäksi voidaan havaita, että W + W628 kuristimen käyrä saa hyvin erikoisen muodon, sillä se on lähes lineaarinen 100 mA ja 500 mA välillä.

Kuvasta käy myös ilmi, että 3KM + Kool M μ ja V140 + N87 yhdistelmäkuristimien kyllästyskäyrät noudattavat 3KM ja V140 kuristimien kyllästyskäyriä. Pienet erot eivät johdu N87 ja Kool M μ sydämistä, vaan mittausepävarmuudesta sekä eroista V140 ja 3KM sydämien permeabiliteeteissa.

Kaikista työssä testatuista kuristimista 3KM kuristin suoriutuu huonoiten. Mikäli kuristimille olisi etukäteen asetettu kriteeri, jonka mukaan kuristin saa kyllästyä siten, että sen induktanssi on 2 mH, niin verkon ja verkkovaihtosuuntaajaan välissä ei saisi kulkea yli 120 mA yhteismuotoista virtaa. Tästä syystä 3KM ei kelpaisi jatkoon sen erittäin rajallisen soveltuvuuden vuoksi. Pinoamalla se Kool M μ sydämen kanssa ei saavuteta minkäänlaista parannusta suorituskykyyn.

Suuri permeabiliteettiset ferriitit eli J ja W kuristimet eivät ole hyviä vaihtoehtoja, kun asiaa tarkastellaan kyllästymisen näkökulmasta. W kuristimen induktanssi on tippunut jo lähes 50 %, kun CM virran arvo on 200 mA. Pinoamalla kaksi W sydäntä päällekkäin saadaan pieni parannus, mutta silloinkin induktanssi tippuu alle 2 millihenrin jo 200 mA CM virralla. Pinoamalla J ja W sydämet saadaan aikaan parannus, jos verrataan 2 x W kuristimeen. Toisaalta 2 x J kuristin on parempi kuin J + W, joten pinoamisessa ei ole järkeä kyllästys mielessä. Mikäli piirissä kulkee alle 300 mA CM virta, niin 2 x J kuristin voisi olla hyväksyttävä vaihtoehto.

Magnetec:n M613 sydäminen kuristin on mittaustulosten perusteella parempi kuin W, 2 x W, J + W, 3KM ja 3KM + Kool Mu kuristimet, mutta sen induktanssi laskee kahteen millihenriin jo noin 250 mA CM virralla. Sitä voisi varauksella käyttää sovelluksissa, joissa CM virta on varmasti alle 250 mA.

VAC:n V140 sydäminen kuristin on mittaustulosten perusteella selkeästi parempi kuin laskujen perusteella. Sen käyttökelpoisuus riippuu piirissä kulkevan CM virran suuruudesta. Mikäli yhteismuotoinen virta on maksimissaan 300 mA ja induktanssin sallitaan laskevan 2 mH arvoon, niin V140 on hyvä ratkaisu suodattamaan häiriöitä laajalla taajuuskaistalla. Toisaalta induktanssi lähtee nopeaan laskuun CM virran kasvaessa yli 300 mA arvoon, joten sen käyttö on riskialtista ellei voida olla täysin varmoja, ettei CM virta ylitä 300 milliampeeria. Pinoamalla V140 ja N87 sydämet ei saada mitään lisähyötyä, koska pienellä käämikierrosten määrällä N87 sydämen induktanssi on liian pieni vaikuttaakseen yhdistelmäsydämen kokonaisinduktanssiin.

VAC:n W628 sydäminen kuristin on hyvä kompromissi, jos induktanssin sallitaan laskevan kahteen millihenriin. Se mahdollistaisi jopa 490 mA CM virran kulun piirissä. Toisaalta induktanssi kääntyy nopeaan laskuun 400 mA kohdalla, joten suunnittelijan täytyy tietää miten suuria CM virtoja piirissä voi kulkea. Jos piirissä arvellaan olevan yli 400 mA CM virtoja, niin W628 kuristin voi olla riskialtis valinta, sillä sen induktanssin arvo voi muuttua paljonkin pienillä CM virran lisäyksillä. Esimerkiksi 550 mA virralla CM induktanssi onkin enää vain noin 1,25 mH.

Pinoamalla W628 ja W sydämet saadaan yhdistelmäkuristin, jonka kyllästyskäyrä laskee 100 mA ja 500 mA välillä hitaammin kuin pelkän W628 sydämissen kuristimen induktanssi. Pinoamisesta ei välttämättä ole kuitenkaan apua pelkkään W628 verrattuna ellei nimenomaan haluta mahdollisimman lineaarisesti laskevaa kyllästyskäyrää. Suurin hyöty saadaan vasta silloin, kun CM virrat ovat yli 500 mA. Toisaalta siinä vaiheessa induktanssi laskee alle 2 mH, joka voi sovelluksesta riippuen olla liian vähän.

Hitachi:n 3KL sydäminen kuristin on mittaustulosten perusteella testatuista kuristimista toiseksi paras suoriutuja, jos CM virta on alle 550 mA. Sen induktanssin arvo alkaa kuitenkin laskea nopeasti yli 500 mA CM virroilla, joten suunnittelijan pitää tietää piirissä kulkeva CM virta samalla tavalla kuin W628:n tapauksessa.

Kolmesta pinotusta N87 sydäimestä koostuva kuristin on testatuista kuristimista toiseksi paras, jos piirissä kulkeva CM virta on yli 550 mA. Alle 550 mA virralla 3KL on parempi kuin N87, vaikka se on dimensioiltaan huomattavasti pienempi. Alle 400 mA CM virroilla myös W628 haastaa N87 kuristimen, vaikka sekin on dimensioiltaan huomattavasti N87 kuristinta pienempi. N87 kuristin olisi toimiva ratkaisu monissa eri sovelluksissa, sillä sen induktanssi tippuu 2 millihenriin vasta 550 mA kohdalla. Sen suuri koko ja paino voivat kuitenkin olla syitä valita esimerkiksi 3KL tai W628 sydän N87 sydämen sijaan.

Magnetec:n MR-102 sydäminen kuristin on testatuista kuristimista selkeästi paras. Sen induktanssi on 550 mA CM virralla 2,5 mH, joka on todella hyvä saavutus. Mikäli ehtona olisi, että induktanssi saa tippua kahteen millihenriin, niin piirissä saisi kulkea jopa 900 mA CM virtoja. Kyllästymiskäyrän muotokin on erinomainen, vaikka se ei olekaan lineaarinen. Se laskee hitaasti ja tasaisesti alaspäin ainakin yhteen ampeeriin asti. Suuria ja nopeita laskuja

ei tule alle yhden ampeerin virroilla lainkaan, joten MR-102 kuristimen kanssa ei tarvitse olla yhtä tarkka kuin muiden kanssa.

Tarkastelemalla kuristimien suorituskykyjä pelkästään kyllästymisen näkökulmasta huomataan, että J, W, M613, V140 ja 3KM materiaalit ovat huonoja vaihtoehtoja muihin verrattuna. Niitä voidaan käyttää hyvin rajallisesti, koska ne kyllästyvät liian nopeasti.

7.7 Hajainduktanssi

Hajavuot ja niiden mitoittaminen ovat tärkeä osa yhteismuotoisen kuristimen suunnittelua. Tässä työssä jokaisen tutkitun kuristimen hajainduktanssi laskettiin yhtälöllä (6.5.6) ennen mittausten tekemistä. Mittausten jälkeen, tulosten ollessa selvillä, vertailtiin laskettujen ja mitattujen hajavoiden arvoja. Kuristimien lasketut ja mitatut hajavuot, sekä laskettujen arvojen prosentuaalinen ero mitatuista arvoista, ovat esitetty taulukossa 7.5.

Taulukko 7.5. Tutkittujen kuristimien lasketut ja mitatut hajavuot sekä laskettujen arvojen ero mitatuista arvoista prosentteina.

Sydänmateriaali	Laskettu Hajavuo [μH]	Mitattu hajavuo [μH]	Erotus
W	27,76	28,72	3,34 %
2 x W	19,64	20,43	3,87 %
2 x J	37,66	38,66	2,59 %
J + W	22,78	23,31	2,27 %
3 x E	59,39	64,62	8,09 %
W628	14,76	16,51	10,60 %
3KL	17,17	18,06	4,93 %
MR-102	32,40	35,08	7,64 %
W + W628	11,04	12,73	13,28 %
V140	3,56	4,00	11,00 %
V140 + N87	4,28	5,09	15,91 %
3KM	4,32	4,86	11,11 %
3KM + Kool M μ	5,34	5,78	7,61 %
M-613	5,22	7,24	27,90 %

Taulukosta 7.5 voidaan havaita, että jokaisen kuristimen hajainduktanssin arvo on melko mitätön käämien varsinaiseen induktanssiin verrattuna. Näin pienillä hajainduktanssien arvoilla ei ole yksinään suurta vaikutusta eromuotoisten häiriöiden vaimentamiseen, joten suunniteltujen kuristimien kanssa tarvitsee käyttää joko X-kondensaattoreita tai eromuotoisia kuristimia. Verkkovaihtosuuntaajien ja verkon välissä on aina myös erillinen suodatin, joka suodattaa eromuotoiset häiriöt ja verkkovaihtosuuntaajaan aiheuttamat rippelit. Yleensä tällaisena suodattimena käytetään LCL-suodatinta. Yhteismuotoiset kuristimet kytketään LCL-kuristimen ja verkon väliin, joten tämän työn kuristimien hajainduktanssit ovat täysin hyväksyttävän suuruisia.

Taulukosta 7.5 nähdään, että hajavuon suuruus on suoraan verrannollinen käämikierrosten lukumäärään, joten kuristimissa, joissa on eniten kierroksia, on myös suurimmat hajavuot. Korkeapermeabiliteettiset, kuten esimerkiksi 3KM tai V140 sydämiset kuristimet tarvitsevat

kaikista vähiten kierroksia, jonka takia niiden hajainduktanssi on myös pieni verrattuna esimerkiksi ferriittikuristimiin.

Ferriittisydämisten kuristimien lasketut ja mitatut hajainduktanssien arvot poikkeavat toisistaan 2,27 % - 3,87 %. Ottaen huomioon, että kuristimia ei liimattu alustalle, joka olisi pitänyt käämilangat paikoillaan, eikä jokaisen vaiheen käämityskulma ollut juuri 100° niin kuin oli laskettu, ovat muutaman prosentin poikkeamat hyväksyttäviä tuloksia.

Poikkeuksen muodostaa kolmesta N87 sydäimestä koostuva kuristin. Sen lasketut hajainduktanssin arvot eroavat mitatuista arvoista 8,09%, joka on jo kohtuuttoman suuri ero. Syy löytyy todennäköisesti käämityksestä, sillä kyseessä olevan kuristimen käämikierrokset eivät mahtuneet jokaiselle vaiheelle varattuihin tiloihin, vaan viimeiset kierrokset piti käämittää edellisten kierrosten päälle. Ei siis voida sanoa, että jokaisen vaiheen käämikierros olisi ollut juuri 100°, jonka mukaan lasketut hajavuot on laskettu, vaan ne ovat todellisuudessa vähemmän. Myös käämitysten loppupäässä päällekkäin käämitetyt kierrokset aiheuttivat mahdollisesti suuremman hajavuon kuin mitä yksikerroksisella käämityksellä olisi tullut. Lisäksi kolmen päällekkäin pinotun sydämen muodot olivat sen verran pyöreitä, ettei käämitystä saatu tiukasti sydämien pinnoille sisä- ja ulkoreunoilla.

Nanocrystalline sydämisten kuristimien laskettujen hajainduktanssien erot mitatuista arvoista olivat prosentuaalisesti suurempia kuin ferriitti kuristimissa, vaikka erot mikrohenreissä olivatkin pienempiä. M-613 kuristimen tapauksessa erotus oli 27,90%, mikä ei ole hyväksyttävää missään tapauksessa. Syytä suurelle erolle ei koskaan selvinnyt.

Yhdistelmäkuristimien hajainduktanssien epätarkkuudet olivat odotettavissa, koska J + W sydäntä lukuun ottamatta kaikkien yhdistelmäsydämien pinotut sydämet olivat eri kokoisia dimensioiltaan. Käämilankaa ei siten voitu käämittää tiukasti sydämien pintaan.

Suuret heitot laskettujen ja oikeiden, mitattujen tulosten välillä voivat olla suuri riski, koska isot heitot hajavoiden arvoissa tarkoittavat myös isoja eroja eromuotoisten kyllästysvirtojen suuruuksissa.

Taulukossa 7.6 on esitetty eromuotoisten virtojen arvot, jotka indusoivat kuristimiin magneettivuontiheyden suuruuden, joka vastaa 70 prosenttia kyllästysvuontiheyden B_{sat} suuruudesta. Taulukosta löytyy jokaiselle kuristimelle kaksi virran arvoa: virta, joka on saatu käyttämällä laskettua hajavuon arvoa, sekä virta, joka on saatu käyttämällä mitattua hajavuon arvoa.

Yhdistelmäkuristimien tapauksissa oli odotettavissa eroja lasketuissa ja mitatuissa hajainduktansseissa. J + W kuristinta lukuun ottamatta kaikkien yhdistelmäkuristimien sydämet olivat dimensioiltaan erilaisia, joten käämilanka ei kulkenut koko ajan sydämien pinnalla. J + W kuristin oli poikkeus, koska siinä molempien sydämien dimensiot olivat samat.

Laskettujen ja mitattujen hajainduktanssien arvojen eroista huolimatta tulokset osoittavat, että hajainduktanssien suuruuksia on mahdollista laskea kohtalaisella tarkkuudella ilman kalliita FEM ohjelmistoja. Suunnitteluvaiheessa voi laskea hajainduktanssit riittävällä tarkkuudella ja siirtyä suunnittelussa eteenpäin, mutta oikeat hajainduktanssit on mitattava varmuuden vuoksi ennen kuin kuristimelle voi antaa lopullisen hyväksynnän.

Taulukko 7.6. Laskennalliset eromuotoisten virtojen arvot, jotka indusoivat kuristimiin magneettivuontiheyden B , joka vastaa arvoltaan 70 % kyllästysvuon B_{sat} arvosta. Kesimmäisessä sarakkeessa on eromuotoisen virran arvo, joka on laskettu käyttämällä laskettua hajavuon arvoa. Oikeanpuoleisessa sarakkeessa puolestaan on eromuotoisen virran arvo, joka on laskettu käyttämällä mitatun hajavuon arvoa.

Sydänmateriaali	I_{DM} , laskettu	I_{DM} , laskettu mittauksista
W	31,57	30,51
2 x W	68,23	65,59
2 x J	54,33	52,92
J + W	63,36	61,91
3 x E	78,85	72,46
W628	91,73	82,02
3KL	102,48	97,44
MR-102	74,67	68,96
W + W628	77,38	67,08
V140	323,01	287,28
V140 + N87	214,08	179,80
3KM	209,39	186,02
3KM + Kool M μ	367,60	339,93
M-613	185,21	133,66

Taulukosta 7.6 nähdään, että lasketun ja mitatun hajavuon arvon erot aiheuttavat eroja myös eromuotoisten kyllästysvirtojen suuruuteen. Ferriiteillä erot ovat maksamisissaan 6,39 A, joten pienet heitot hajavoiden arvoissa eivät ole suuri riski kyllästymisen kannalta. Mikäli riskiä halutaan kuitenkin pienentää, niin kyllästysvirta voidaan laskea käyttämällä pienempää B_{sat} arvoa.

Suunnitteluvaiheessa voidaan esimerkiksi käyttää arvona $0,5B_{\text{sat}}$, jonka jälkeen tutkitaan paljonko verkkovaihtosuuntaaja voi hetkellisesti syöttää tai vetää virtaa. Mikäli hetkellinen piikkivirta on suurempi kuin laskemalla saatu kyllästysvirta, täytyy tutkia voiko kuristin kyllästyä hetkellisesti niin paljon, ettei se enää vaimenna häiriöitä riittävästi. Ainoa varma tapa

todeta asia on asentaa suunniteltu kuristin järjestelmään ja suorittaa EMC testit. Oskilloskopiilla voi myös yrittää tutkia kyllästymistä mittaamalla yhteismuotoista virtaa. Mikäli kuristin kyllästyy, niin yhteismuotoisen virran muodossa näkyy korkeita ja teräviä piikkejä huippuarvojen kohdalla.

Yksisydämisen W kuristimen kyllästysvirta on 30,51 A, joten sitä ei ole järkevä asentaa sovellukseen, jossa nominaalivirta on 12 A - 24 A. Tällaisessa järjestelmässä piikkivirrat voivat helposti olla enemmän kuin 30 A, jolloin kyseinen kuristin kyllästyisi merkittävästi eikä se enää vaimentaisi yhteismuotoisia häiriöitä. Kahdesta J sydäimestä tehty kuristin pitäisi testata käytännössä, jotta sopivuus kyllästymisen näkökulmasta selviäisi. Muita kuristimia voisi käyttää, jos yhteismuotoisen induktanssin arvo saa laskea esimerkiksi 2 mH arvoon piikkivirran aikana. Korkeapermeabiliteettisiä nanocrystalline kuristimia ja nanocrystalline yhdistelmäkuristimia uskaltaisi ilman huolia, sillä niiden kyllästysvirrat ovat yli 100 A.

M-613 kuristimen lasketulla hajavuolla ratkaistu kyllästysvirta on 38,6 % suurempi kuin mitatulla hajavuolla laskettu kyllästysvirta. Ero on suuri, joten yli sadan ampeerin piikkivirroilla kuristin käyttäytyisi huomattavasti eri tavalla kuin mitä voisi olettaa, jos ei mittaa hajavuota ja laske kyllästysvirtaa uudestaan ennen käyttöönottoa.

7.8 R_{dc} mittaukset

Työssä suunniteltujen kuristimien käämilankojen DC resistanssit mitattiin LCR mittarilla, jotta käämilangoissa tapahtuvia häviöitä voitiin laskea. Mitatut DC resistanssit ovat esitetty taulukossa 7.7.

Taulukko 7.7. Tutkittujen kuristimien käämilankojen DC resistanssit.

Sydänmateriaali	R_{dc} [m Ω]
W	5,72
2 x W	6,02
2 x J	8,36
J + W	6,69
3 x N87	14,49
W628	4,69
3KL	6,54
MR-102	6,75
W + W628	5,37
V140	3,06
V140 + N87	3,76
3KM	3,05
3KM + Kool M μ	4,34
M-613	4,55

Taulukosta 7.7 nähdään, että ainoastaan N87 sydämisen kuristimen DC resistanssi ylittää 10 m Ω arvon. Sen suhteellisen suuri DC resistanssi johtuu kolmen pinotun sydämen tuomasta suuresta piirin pituudesta sekä muita suuremmasta käämikierrosten määrästä. Toisin sanoen, N87 kuristimen yksittäisen vaiheen käämilanka on paljon pidempi kuin muissa kuristimissa.

Yksittäisten käämien tehohäviöt laskettiin, jotta eri kuristimien häviöitä voitiin verrata keskenään. Taajuudeksi valittiin 50 Hz, koska se on verkkovirran taajuus Suomessa. Häviöt

verkkovirran taajuudella tulisi pitää mahdollisimman pieninä hyvän hyötysuhteen saavuttamiseksi. Joissakin maissa verkkovirran taajuus on 60 Hz. Häviöt kyseisellä taajuudella eivät juurikaan eroa 50 Hz:llä tapahtuvista häiriöistä.

Tunkeutumissyvyys kuparissa 50 Hz taajuudella on 9,23 mm. Tästä syystä työn kuristimissa käytetyissä 2mm halkaisijallisissa kuparikäämilangoissa ei tapahdu virran ahtautumista ja resistanssia voidaan pitää samana kuin DC:llä. Tunkeutumissyvyydestä on lisää tietoa liitteessä III.

Taulukko 7.8. Kuristimien käämihäviöt 12 A ja 24 A virroilla. Virran taajuus on 50 Hz.

Sydänmateriaali	$I_{50\text{ Hz}} = 12\text{ A}$	$I_{50\text{ Hz}} = 24\text{ A}$
W	0,82 W	3,29 W
2 x W	0,87 W	3,47 W
2 x J	1,20 W	4,82 W
J + W	0,96 W	3,85 W
3 x N87	2,07 W	8,35 W
W628	0,68 W	2,70 W
3KL	0,94 W	3,77 W
MR-102	0,97 W	3,89 W
W + W628	0,77 W	3,09 W
V140	0,44 W	1,76 W
V140 + N87	0,54 W	2,17 W
3KM	0,44 W	1,76 W
3KM + Kool M μ	0,62 W	2,50 W
M-613	0,66 W	2,62 W

Jokaisen kuristimen resistanssia niin DC:llä kuin 50 Hz taajuudellakin voitaisiin pienentää käyttämällä paksumpaa käämilankaa, mutta kaikkiin kuristimiin ei voitaisi enää käämiä yksikerroksista käämitystä. Taulukosta 7.8 nähdään, että maksimissaan 12 A virroilla ei tule

suuria häviöitä. Virran ollessa 24 A tai enemmän, nousevat häviöt moninkertaisiksi 12 A häviöihin verrattuna.

Olkoonkin, että sydän- ja käämihäviöiden vaikutukset kuristimen lämpötilaan ovat rajattu pois tästä diplomityöstä, tulisi niitä tutkia oikean sovelluksen kuristimen suunnitteluvaiheessa. Esimerkiksi taulukosta 7.8 nähdään, että N87 sydämisen kuristimen käämihäviöt ovat 8,35 W 24 A virralla. Mikäli sydänhäviöt olisivat myös useita watteja, olisivat kokonaishäviöt yli 10 W, jolloin sillä olisi jo vaikutusta kuristimen lämpötilaan. Pahimmassa tapauksessa kuumana käyvä kuristin voisi lämmittää verkkovaihtosuuntaajan kotelon sisällä olevaa ilmaa niin paljon, että se vaikuttaisi muiden komponenttien, kuten esimerkiksi kondensaattorien, elinikään.

7.9 Kuristimien kokojen vertailua

Kuristimien fyysiset koot on syytä ottaa huomioon suunnittelussa, sillä ne ovat usein rajoitettu tilanpuutteen takia. Työssä suunniteltujen kuristimien dimensiot ja painot ovat esitetty taulukossa 7.9. Taulukossa esiintyviin dimensioihin ei ole laskettu käämitysten tuomia lisiä.

Taulukko 7.9. Työssä suunniteltujen kuristimien dimensiot ja painot grammoina.

Sydänmateriaali	Dimensiot OD x ID x H [mm]	Paino [g]
W	87 x 54,28 x 12,96	303 g
2 x W	87 x 54,28 x 25,92	519 g
2 x J	87 x 54,28 x 25,92	546 g
J + W	87 x 54,28 x 25,92	523 g
3 x N87	89,3 x 52,4 x 44,4	912 g
W628	83 x 59,5 x 22,8	322 g
3KL	79,7 x 50,3 x 25,7	358 g
MR-102	104,7 x 63,6 x 16,4	474 g
W + W628	87 x 54,28 x 35,76	536 g
V140	85,8 x 44,6 x 25,5	447 g
V140 + N87	89,3 x 44,6 x 40,3	687 g
3KM	79,7 x 50,3 x 25,7	320 g
3KM + Kool M μ	79,7 x 48,20 x 42,8	576 g
M-613	85 x 57 x 35,5	422 g

Taulukosta 7.9 nähdään, että 3KM, 3KL ja 3KM + Kool mu kuristimet ovat muita pienempiä, kun tarkastellaan pelkkää ulkohalkaisijaa. MR-102 kuristin on puolestaan huomattavasti suurempi ulkohalkaisijaltaan kuin muut suunnitellut kuristimet. Muiden kuristimien ulkohalkaisijat ovat ± 4 mm sisällä toisistaan.

Korkeudessa tulee huomattavia eroja, sillä eri kuristimissa on eri määrä pinottuja sydämiä. Yksittäiselle W sydämelle käämitetty kuristin on kaikista suunnitelluista kuristimista matalin. W kuristimen lisäksi vain MR-102 sydäminen kuristin oli alle 20 mm korkea. Kolmesta

päällekkäin pinotusta sydäimestä koostuvan N87 kuristimen korkeus on kuristimista suurin: 44,4 mm. N87 kuristimen lisäksi 3KM + Kool mu sekä V140 + N87 yhdistelmäsydämiset kuristimet olivat yli 40 mm korkeita.

Kolmannessa tärkeässä suureessa eli painossa oli myös suuria eroja. Suunnitelluista kuristimista kevyin, eli W kuristin, painoi vain 303 g. N87 kuristin oli kaikista painavin 912 g painollaan. Suurin osa sijoittui kuitenkin 400g ja 600g välille.

Dimensioidensa ja painonsa takia N87 kuristin ei ole kovin käyttökelpoinen. Se on liian korkea ja liian painava ollakseen helposti sijoitettavissa erilaisiin sovelluksiin. Matalat kuristimet, eli W ja MR-102 kuristimet ovat matalan korkeutensa takia hyviä vaihtoehtoja asennuksiin, joissa tuotteesta halutaan tehdä mahdollisimman matala. MR-102 kuristimen ulkohalkaisija on suurempi kuin muiden kuristimien, koska sitä ei ollut saatavilla seuraavaksi pienemmässä koossa.

8. JOHTOPÄÄTÖKSET

8.1 Induktanssi, resistanssi, impedanssi ja impedanssi vaihekulma

Ideaalinen ja tavoiteltava kuristin on kaikilla taajuuksilla täysin induktiivinen. Työssä suunnitellut kuristimet eivät olleet ideaalisia, vaan ne muuttuivat vähitellen kapasitiivisiksi ja resistiivisiksi taajuuden kasvaessa.

Suunniteltujen kuristimien impedanssit määräytyivät niiden resistanssien perusteella. Induktanssien vaikutukset olivat nähtävissä kaikilla kuristimilla mitatun taajuusalueen alkupäässä, jossa impedanssin arvo oli selkeästi korkeampi kuin resistanssi. Ferriiteillä ja alle 30 000 suhteellisen permeabiliteetin nanocrystallineilla induktanssin vaikutus oli nähtävissä koko mitatulla taajuusalueella, mutta suurin vaikutus oli taajuusalueen alkupäässä. Suuri permeabiliteettisilla nanocrystallineilla induktanssilla oli vaikutusta vain taajuusalueen alkupäässä, sillä ne muuttuvat nopeasti resistiivisiksi komponenteiksi.

Yhdistelmäsydämiä tutkittaessa havaittiin, että $3KM + Kool M\mu$ kuristinta lukuun ottamatta molemmilla sydämillä oli vaikutusta induktanssin, resistanssin, impedanssin ja impedanssin vaihekulman käyrämuotoihin. Huomattiin myös, mitä lähempänä sydämien suhteelliset permeabiliteetit olivat toisiaan, sitä enemmän vähemmän vaikuttavalla sydämellä oli vaikutusta. N140 + N87 kuristimen sydämien suhteellisten permeabiliteettien erot ovat suuret, joten N140 sydän dominoi kuristimen toimintaa. Tapauksessa, jossa 3KM ja Kool M μ sydämet olivat pinottu päällekkäin, olivat suhteellisten permeabiliteettien erot niin suuret, että Kool M μ sydämellä ei ollut mitään vaikutusta sydämen toimintaan.

8.2 Yhteismuotoinen vaimennus

Yhteismuotoiset vaimennukset olivat hyvin samantasoisia noin 40 kHz:iin asti, jonka jälkeen alkoi syntyä eroja. Samankaltaisuus aivan taajuusalueen alkupäässä oli seurausta pienistä eroista alku induktansseista.

Tutkituista kuristimista N87 ja J materiaaliset kuristimet olivat ylivoimaisesti tehokkaimpia vaimentamaan, jos häiriöt sijoittuvat alle 700 kHz:n taajuudella. N87 kuristin on tehokkain

1 MHz:iin asti, jonka jälkeen MR-102 ja 3KL materiaalit muuttuvat N87 materiaalia paremmiksi vaihtoehtoiksi. IGB transistoristen verkkovaihtosuuntaajien kytkentätaajuudet ovat yleensä 3 – 15 kHz, joten niiden tuottamat häiriöt ovat kokemusten mukaan pahimpia alle 2 MHz:n taajuuksilla. Tämä viittaisi siihen, että vaimennuskyvyn puolesta N87, MR-102 tai 3KL olisi paras vaihtoehto.

Suuri permeabiliteettiset nanocrystallinet vaimentivat parhaiten korkeilla taajuuksilla, mutta olivat heikoimpia matalilla, alle 800 kHz:n taajuuksilla. Alle yhden MHz:n taajuudet ovat kriittisiä, joten suuri permeabiliteettisiä nanocrystallineja ei ole suositeltavaa käyttää verkkovaihtosuuntaajien ja sähköverkon välisissä yhteismuotoisissa kuristimissa yksistään. Niitä voisi asentaa toiseksi kuristimeksi suodattimeen, jotta korkeita taajuuksia voitaisiin vaimentaa tehokkaammin.

Yhdistelmäsydämällä ei saatu toivottua parannusta yksittäiseen sydämeen verrattuna. Työssä ei onnistuttu löytämään sellaista yhdistelmää, joka vaimentaisi tehokkaasti laajalla taajuusalueella.

8.3 Yhteismuotoinen vaimennus eri lämpötiloissa

Nanocrystalline valmistajat ilmoittavat nanocrystallinen eduksi suhteellisen permeabiliteetin ja kyllästysvuontiheyden vakauden lämpötilan suhteen. He myös esittävät käyriä, joiden mukaan nanocrystalline kuristimen vaimennuskyky ei muutu juuri ollenkaan lämpötilan suhteen. Lisäksi he väittävät, että ferriitit ovat paljon herkempiä lämpötilan muutoksille, joten työssä tutkittiin W tyypin ferriitin ja W628 mallisen nanocrystallinen vaimennuksia eri lämpötiloissa. Mittaukset osoittavat nanocrystalline valmistajien väitteet todeksi, sillä W628 kuristimen vaimennuksessa ei nähty suuria muutoksia lämpötilan muuttuessa. Ferriitissä sen sijaan havaittiin selkeitä muutoksia jo 0 °C ja 70 °C välillä. Erot olisivat todennäköisesti olleet suurempia, jos lämpötilaa olisi kasvatettu.

8.4 CM kyllästyminen

Laskettuja ja mitattuja yhteismuotoisia kyllästysvirtoja verrattaessa huomattiin etteivät tulokset vastanneet toisiaan. Laskuissa käytetään induktanssin arvon sijaan kyllästysvuontiheyttä ja permeabiliteetin oletetaan pysyvän vakiona. Laskemalla virtoja pelkästään muuttamalla kyllästysvuontiheyden prosentuaalisia arvoja saadaan suora, joka ei vastaa oikeaa induktanssin käyttäytymistä. Laskemalla voidaan kuitenkin rajata pois materiaaleja, jotka eivät varmasti sovi, mutta se ei kuitenkaan voi olla ainoa suunnittelutapa. Työn tulokset osoittavat, että induktanssit virtojen suhteen on aina mitattava, jotta saadaan kunnolliset ja luotettavat tulokset.

Mittaustuloksien perusteella voidaan sanoa, että J, W, M-613, V140 ja 3KM materiaalit ovat huonoja vaihtoehtoja muihin verrattuna. Niitä voidaan käyttää hyvin rajallisesti, koska ne kyllästyvät liian nopeasti.

W628, 3KL, N87 ja MR-102 kestävät yhteismuotoista virtaa paremmin, joten niitä voidaan käyttää erilaisissa sovelluksissa. MR-102 on tutkituista kuristimista ylivoimaisesti paras, jos asiaa tarkastellaan vain kyllästymisen näkökulmasta. N87 on myös hyvä valinta, jos yhteismuotoinen virta ylittää 500 mA. Muissa tapauksissa 3KL on paras kompromissi.

8.5 Hajavuo

Sekä laskujen että mittausten tuloksista havaittiin, että käämikierrosten määrällä oli suurin merkitys hajavuon syntyyn. Pieni permeabiliteettiset materiaalit, kuten esimerkiksi N87, J ja MR-102 vaativat paljon käämikierroksia, jolloin niiden hajainduktanssit olivat myös suhteellisen suuria muihin kuristimiin verrattuna. Suuri permeabiliteettisilla sydämillä, kuten esimerkiksi V140, oli vähäinen käämikierrosten määrä jolloin myös hajainduktanssi oli pieni muihin kuristimiin verrattuna.

Lasketut ja mitatut tulokset erosivat toisistaan 2,27 – 16 %, pl. Magnetec:n M-613. Laskujen tarkkuus riittää suunnittelun alkuvaiheessa, sillä niiden avulla voidaan rajata pois sydänmateriaalit, jotka eivät varmasti sovellu käyttöön verkkovaihtosuuntaajien kanssa. Erot tulok-

sisä osoittavat kuitenkin sen, että ennen lopullista valintaa kaikkien potentiaalisten kuristimien hajainduktanssit täytyy mitata, jotta voidaan saada tarkempi tulos ja määrittää oikeat rajat maksimi eromuotoisille virroille.

8.6 R_{dc} ja käämihäviöt

R_{dc} ja siten myös käämihäviöt ovat suoraan verrannollisia vaiheen käämin kuparilangan pintaan. Työssä suunnitelluista kuristimista N87 kuristimen R_{dc} ja käämihäviöt olivat ylivoimaisesti suurimmat. Nominaali RMS virran ollessa 24 A, olisi jokaisen N87 kuristimen vaiheen käämihäviö 8,35 W 50 Hz taajuisella virralla.

Tässä työssä ei otettu kantaa kuristimien käämi- ja sydänhäviöiden aiheuttamiin lämpötilan muutoksiin, mutta ne tulisi laskea ennen kuin yksikään kuristin asennetaan järjestelmään. Muussa tapauksessa kuristin voi käydä liian kuumana ja lämmittää ympärillä olevaa ilmaa, lyhentäen muiden komponenttien elinikää.

8.7 Dimensiot

Kuristimien dimensiot ovat yksi tärkeä kriteeri sydäntä valittaessa. Useimmissa tapauksissa tila on rajoitettu, joten sydämelle on jo ennalta asetettu maksimi ulkohalkaisija, korkeus tai sekä korkeus että ulkohalkaisija.

Tämän työn kuristimista kaikista potentiaalisimmat vaihtoehdot käyttöön verkkovaihtosuuntaajan ja sähköverkon väliseen EMC kuristimeen ovat N87, 3KL ja MR-102. Niiden dimensiot ovat ääripäistä, sillä N87 on testatuista kuristimista korkein ja painavin. MR-102 on toiseksi matalin, mutta sen ulkohalkaisija on kaikista suurin. Hitachi Metals:in 3KL:llä on kaikista pienin ulkohalkaisija ja sen muut dimensiot sekä paino ovat keskiarvoa pienempiä.

Työtä varten ei annettu tarkkoja tietoja suodatettavista häiriöistä, joten on mahdotonta sanoa mikä edellä mainituista kolmesta kuristimesta olisi paras. Voidaan kuitenkin todeta, että 3KL on dimensioiltaan hyväksyttävvin, joten se olisi vahvin valinta. MR-102 ja N87 eivät kyllästy yhtä nopeasti virran kasvaessa, mutta niiden dimensiot voivat aiheuttaa ongelmia.

8.8 Yhdistelmäsydämet

Työssä ei onnistuttu pinoamaan kahta eri materiaalista sydäntä päällekkäin siten, että lopputuloksena saatu yhdistelmäsydän olisi vaimentanut tehokkaasti laajalla taajuusalueella. Huomattiin, että sydämien A_L arvojen täytyy olla mahdollisimman lähellä toisiaan, jotta molemmilla sydämillä olisi kunnolla vaikutusta yhdistelmäsydämisen kuristimen toimintaan. Mikäli A_L arvot ovat liian kaukana toisistaan, dominoi suurempi A_L arvoinen sydän koko yhdistelmäsydämisen kuristimen toimintaa. Tämä johtuu siitä, että pienempi A_L arvoisen sydämen impedanssi jää mitättömäksi niillä arvoilla, joilla suurempi A_L arvoinen sydän saavuttaa lähes yhdistelmäsydämeltä vaaditun arvon.

Esimerkkinä työssä mm. mitattiin erikseen V140 sydäminen kuristin, kolmella päällekkäin pinotulla N87 sydämellä toteutettu kuristin, sekä edellä mainittujen yhdistelmä, jossa oli yksi kappale kumpaakin sydäntä. Yhdistelmäsydämen induktanssin arvoksi 10 kHz:n taajuudella haluttiin noin 3 mH, jolloin käämikierrosten määräksi saatiin 6. Pelkkää V140 sydäntä käyttäessä käämikierrosten määrä oli myös 6. Kyseisen N87 sydämen nominaali A_L arvolla laskettaessa kuudella käämikierroksella yksittäisen N87 sydämisen kuristimen induktanssi olisi 0,1 mH, joten se on mitätön verrattuna V140 sydämeen. Toisaalta N87 sydämellä on suuri piikki resistanssissa, joten se näkyy selkeästi myös yhdistelmäsydämen resistanssin ja impedanssin mittauksessa.

Paras lopputulos yhdistelmäsydämelle saataisiin, jos löydettäisiin kaksi sellaista suurella kyllästysvuontiheydellä varustettua materiaalia, joiden A_L arvot olisivat suurin piirtein saman suuruiset, mutta niiden induktanssin ja resistanssin käyttäytymiset olisivat erilaiset. Toisella voisi olla N87 materiaalia vastaava käyttäytyminen suuren resistanssiipiikin kera samalla, kun toinen käyttäytyisi enemmän suuri permeabiliteettisten nanocrystallinejen tavoin. Toisin sanoen, toisen kuristimen resistanssi kasvaisi tasaisesti ainakin kymmeneen megahertsiin asti ennen kuin se lähtisi laskuun.

8.9 Yleisesti

Työn tulos on jonkin verran ristiriidassa valmistajien markkinoinnin kanssa. Yleensä suuri permeabiliteettisiä ferriittejä ja nanocrystallineja mainostetaan EMI tuotteina, mutta tämän diplomityön tuloksien mukaan ne ovat huonoja vaihtoehtoja, jos piirissä kulkee hituvirtoja suurempia yhteismuotoisia virtoja. Lisäksi sanotaan, että suuri permeabiliteettisillä sydämillä voidaan pienentää yhteismuotoisien kuristimien kokoa, mutta yhtälön (6.5.1) mukaan suuri permeabiliteetti ja pieni magneettinen pituus tekevät kuristimista entistä nopeammin kyllästyviä. Tämän työn mittaukset ja tulokset -osio selkeästi osoittaa, että suuri permeabiliteettiset sydämet kyllästyvät helpommin kuin pieni permeabiliteettiset sydämet, kun kaikkien sydämien magneettinen pituus on lähellä toisiaan ja alkuinduktanssi on lähes saman suuruinen. Sydämen koon pienentäminen ei täten ole käytännössä mahdollista.

8.10 Jatkotutkimusta

Yhteismuotoisten kuristimien suunnitteluun liittyy joitakin asioita, joita ei voitu sisällyttää tähän diplomityöhön, jotta työstä ei tullut liian laaja. Kaikki tarvittavat yhtälöt ja teoria yhteismuotoisten kuristimien suunnitteluun on kuitenkin esitetty, joten työ toimii hyvänä pohjana jatkokehitystä varten.

Ensimmäinen kiinnostava ja tärkeä jatkotutkimuksen kohde olisi tutkia kuristimien termisiä ominaisuuksia. Esimerkiksi sydän- ja käämihäviöiden suuruudet ja niiden aiheuttamat lämpötilan muutokset kuristimissa ovat tärkeitä tietoja koko järjestelmän kannalta.

Toinen jatkotutkimuksen kohde voisi olla uusien yhdistelmäsydämien tutkiminen. Mikäli onnistuttaisiin löytämään yhdistelmä, jolla saadaan suuri vaimennus laajalle taajuusalueelle ja joka kestäisi riittävän suuria yhteismuotoisia häiriövirtoja liikaa kyllästymättä, voitaisiin EMI-suodattimien toimintaa parantaa merkittävästi. Tutkimuksen aikana saataisiin myös paljon tietoa erilaisten sydänmateriaalien käyttäytymisestä, joten siitä olisi hyötyä myös muiden kuristimien suunnitteluissa.

Kolmas jatkotutkimuksen kohde voisi olla kuristimien hajakapasitanssit ja niiden vaikutukset kuristimien toimintaan.

9. YHTEENVETO

Tämän diplomityön tarkoitus oli optimoida yhteismuotoinen kuristin verkkovaihtosuuntaajan ja sähköverkon väliin kytkettävään yhteismuotoiseen suodattimeen. KONE Oyj:llä ei ole aikaisemmin tehty kunnollista tutkimusta yhteismuotoisista kuristimista eikä varsinkaan erilaisista sydänmateriaaleista, vaan kuristimien suunnittelu on useimmiten ulkoistettu toisille yhtiöille. Erilaisia sydänmateriaaleja ja niiden ominaisuuksia ei ole tutkittu, joten tämän tutkimuksen pääpainoksi asetettiin sydänmateriaalit ja niiden erot. Tavoitteeksi asetettiin löytää yleisesti myytävänä oleva sydänmateriaali, joka sopisi parhaiten käytettäväksi verkkovaihtosuuntaajien kanssa. Kuristimia ei voitu täysin optimoida, koska oikeaa sovelluksen kohdetta ei ollut olemassa, joten kuristimien sydänmateriaalien ominaisuuksia verrattiin yleisellä tasolla.

Työssä lähdettiin liikkeelle etsimällä yleistä tietoa EMC asioista. Tietoa etsittiin muun muassa EMI-suodattimista ja niiden sisältämistä komponenteista. Kuristimien ja varsinkin yhteismuotoisten kuristimien teoriaan syvennyttiin kunnolla, jotta voitiin tehokkaasti arvioida millaiset materiaalit soveltuisivat käyttöön parhaiten. Useisiin eri sydänmateriaaleihin tutustuttiin, mutta loppujen lopuksi vain ferriitti ja nanocrystalline sydämiä tilattiin tarkempia selvityksiä varten. Myös amorfista lasia haluttiin tilata Metglas:lta, mutta sopivan kokoisia sydämiä ei löydetty.

Kaikkien tilattujen materiaalien suhteelliset permeabiliteetit olivat arvoltaan enemmän kuin 2000. Suuri suhteellinen permeabiliteetti mahdollistaa riittävän induktanssin saavuttamisen pienemmällä käämikierrosten määrällä, jolloin suodattimista voidaan tehdä pieniä. Tilatuista materiaaleista kolme olivat ferriittejä, kuusi olivat nanocrystallineja ja yksi oli Kool M μ pulveri sydän. Kolmesta ferriittimallista kaksi olivat valmistajiensa suosituksia EMI sovelluksiin: J ja W. Kolmanneksi ferriitiksi haluttiin pienempi permeabiliteettinen malli, jota käytetään yleisemmin tehoelektroniikassa. Nanocrystallinet valittiin, koska useat IEEE tietokannasta löytyneet tutkimusartikkelit ylistivät niiden ominaisuuksia ferriitteihin verrattuna. Nanocrystallineja valittiin siten, että kolmella mallilla oli suhteellisen pieni, arvoltaan alle 30 000 suhteellinen permeabiliteetti, ja kolmella sydämellä oli korkea, arvoltaan yli 50 000 suhteellinen permeabiliteetti.

Yksi Kool M μ pulveri sydän tilattiin vain siksi, että se voitiin liimata yhden korkeapermeabiliteettisen sydämen päälle. Työn yksi tavoite oli selvittää voiko pinoamalla kaksi eri sydänmateriaalia päällekkäin luoda yhdistelmäsydämen, joka vaimentaisi tehokkaasti erittäin laajalla taajuusalueella.

Yhteensä 14 kuristinta käämitettiin tutkimusta varten. Kaikkien kuristimien A_L arvot mitattiin ja käämikierroksia käämitettiin niin paljon, että induktanssi oli vähintään 3 mH. Induktanssien ja kuristimien dimensioiden ollessa suurin piirtein saman suuruisia, tulivat erot enimmäkseen sydänmateriaalien ominaisuuksista.

Kuristimien induktanssit, resistanssit, impedanssit ja impedanssien vaihekulmat mitattiin LCR mittarilla ja piirrettiin MATLAB -ohjelmistolla kuvamuotoon tarkempaa tarkastelua varten. Kuristimien yhteismuotoiset vaimennukset mitattiin EMI vastaanottimella. Lisäksi tehtiin myös mittauksia, joissa selvitettiin yhteismuotoisen virran aiheuttamaa kyllästymistä ja kuristimien hajainduktanssien suuruuksia.

Huomattiin, että vain neljä kuristinta olivat riittävän hyviä verkkovaihtosuuntaajan ja verkon väliseen EMC suodattimeen: MR-102, N87, 3KL ja W628. Ne eivät ole suuri permeabiliteettisiä materiaaleja vaan keskitasoa. MR-102 voidaan luokitella pieni permeabiliteettiseksi nanocrystallineksi.

Parhainta kuristinta on mahdoton määrittää, koska tarkkoja tietoja yhteismuotoisten häiriövirtojen suuruuksista ja taajuuksista ei oltu annettu. Koon puolesta paras vaihtoehto on 3KL, sillä se on työn pienimpiä kuristimia, mutta silti toiseksi tai kolmanneksi paras suoriutuja, riippuen yhteismuotoisen virran arvosta. Mikäli yhteismuotoiset virrat olisivat 500 mA – 1 A, niin paras vaihtoehto olisi MR-102, koska se kyllästyy kaikista vähiten yhteismuotoisen virran suhteen. N87 kuristin on puolestaan ylivoimaisesti paras vaimentaja alle 1 MHz taajuudella, mutta sen fyysiset dimensiot ja paino voi olla liikaa useisiin eri sovelluksiin.

Työssä testatut suuri permeabiliteettiset ferriitit ja nanocrystallinet eivät ole hyviä valintoja, sillä niiden vaimennuskyky ei ole yhtä hyvä kuin matala tai keskitason permeabiliteettisten sydänten vaimennuskyky. Lisäksi ne kyllästyvät paljon pienemmillä yhteismuotoisilla virroilla, joten niiden sydämien kokoja pitäisi kasvattaa, jotta niistä saataisiin käyttökelpoisia.

Työn tulos on vähän ristiriidassa valmistajien markkinoinnin kanssa. Yleensä suuri permeabiliteettisiä ferriittejä ja nanocrystallineja mainostetaan EMI tuotteina, mutta tämän diplomityön tuloksien mukaan ne ovat huonoja vaihtoehtoja, jos piirissä kulkee hituvirtoja suurempia yhteismuotoisia virtoja. Mainoksissa usein kerrotaan, että suuri permeabiliteettisillä sydämillä voidaan pienentää yhteismuotoisien kuristimien kokoa, mutta tämän työn mittaukset ja tulokset -osio selkeästi osoittaa, että suuri permeabiliteettiset sydämet kyllästyvät helpommin kuin pieni permeabiliteettiset sydämet silloin, kun kaikkien sydämien magneettinen pituus on lähellä toisiaan ja alku induktanssi on suurin piirtein saman suuruinen. Sydämen koon pienentäminen vain nopeuttaisi kyllästymistä.

Työssä ei onnistuttu luomaan yhdistelmäsydäntä, jolla olisi saatu aikaan tehokas vaimennus laajalla taajuusalueella. Huomattiin kuitenkin, että sydämien A_L arvojen täytyy olla mahdollisimman lähellä toisiaan, jotta molemmilla sydämillä olisi kunnan vaikutus yhdistelmäsydämisen kuristimen toimintaan. Mikäli A_L arvot ovat liian kaukana toisistaan, dominoi suurempi A_L arvoinen sydän koko yhdistelmäsydämisen kuristimen toimintaa, koska pienempi A_L arvoisen sydämen impedanssi jää mitättömäksi niillä arvoilla, joilla suurempi A_L arvoinen sydän saavuttaa lähes yhdistelmäsydämeltä vaaditun arvon.

Paras lopputulos yhdistelmäsydämelle saataisiin käyttämällä kahta sellaista sydänmateriaalia, joilla olisi suuri kyllästysvuontiheys ja joiden A_L arvot olisivat suurin piirtein saman suuruiset, mutta niiden induktanssin ja resistanssin käyttäytymiset olisivat erilaiset. Toinen sydän voisi vaimentaa tehokkaasti alle 5 MHz:n taajuudella samalla kuin toisen sydämen vaimennus kasvaisi tasaisesti mahdollisimman korkeille taajuuksille.

Lopuksi voidaan todeta, että yhteismuotoisen kuristimen suunnittelu on vaativa prosessi, joka vie paljon aikaa. Induktiiviset komponentit ovat epäideaalisia komponentteja, joten niiden suureiden arvoja on usein lähes mahdotonta mallintaa tarkasti pelkästään laskemalla. Induktanssi, kapasitanssi ja resistanssi muuttuvat kaikki muun muassa taajuuden, lämpötilan ja virran mukaan, joten ainoa varma tapa selvittää kuristimien ominaisuudet on mittaaminen.

Laskenta nopeuttaa oikeiden materiaalien valitsemista ja sen avulla voi jo suunnittelun alkuvaiheessa karsia pois epäsoveliaat materiaalit, mutta se ei voi olla ainoa tapa keino selvittää sopivat sydänmateriaalit. Tämän diplomityön mittaustulos -osiokin osoittaa selkeästi, että lasketut ja mitatut tulokset eivät aina vastaa toisiaan.

Mikäli suunnittelu perustuu siihen, että hyllystä otetaan ensimmäinen sopivan näköinen kuristin tekemättä yhtään mittauksia tai selvittämättä kuristimen sydänmateriaalia, niin todennäköisyys epäonnistumiselle on erittäin suuri.

LÄHTEET

- (Agilemag 2018) Agilemag 2018. Air Core Inductors for High Frequency Operations. [verkkosivusto]. [viitattu 29.03.2018] Saatavissa: <https://www.agilemagco.com/power-inductors/air-core>
- (AK Steel 2007) AK Steel 2007. Selection Of Electrical Steels For Magnetic Cores. [verkkodokumentti]. [viitattu 29.03.2018] Saatavissa: http://www.brown.edu/Departments/Engineering/Courses/ENGN1931F/mag_cores_dataAKSteel-very%20good.pdf
- (Biela et al. 2009) J. Biela, A. Wirthmueller, R. Waespe, M. L. Heldwein, K. Raggl & J. W. Kolar 2009, "Passive and Active Hybrid Integrated EMI Filters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1340-1349.
- (Brander et al. 2010) Brander, T., Gerfer, A., Rall, B. ja Zenkner, H. (2010). *Trilogy of Magnetics: Design Guide for EMI Filter Design, SMPS & RF Circuits*, 4th extended and revised edition. Waldenburg: Würth Elektronik eiSos & Co. Kg.
- (Chang Sung 2012) Chang Sung Corporation 2012. Magnetic Powder Cores Catalog. [verkkodokumentti]. [viitattu 29.03.2018] Saatavissa: http://www.mhw-intl.com/assets/CSC/CSC_Catalog.pdf
- (Ferroxcube 2013) Ferroxcube 2013. Soft Ferrites and Accessories Data Handbook 2013. [verkkodokumentti]. [viitattu 30.03.2018] Saatavissa: <https://www.ferroxcube.com/en-global/download/download/11>

- (Hamza et al. 2012) D. Hamza & M. Qiu 2013, "Digital Active EMI Control Technique for Switch Mode Power Converters", *IEEE Transactions on Elec-tromagnetic Compatibility*, vol. 55, no. 1, pp. 81-88.
- (Heldwein et al. 2009) Heldwein, M.L., Biela, J., Ertl, H., Nussbaumer, T. & Kolar, J.W. 2009, "Novel Three-Phase CM/DM Conducted Emission Separator", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 9, pp. 3693-3703.
- (Heldwein et al. 2011) Heldwein, M.L., Dalessandro, L. ja Kolar, J.W. (2011). "The Three-Phase Common-Mode Inductor: Modeling and Design Issues" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 3264-3274.
- (Hitachi Metals 2007) Hitachi Metals 2007. Products Guide Soft Ferrites. [verkkodokumentti]. [viitattu 30.03.2018]. Saatavissa: http://www.hitachi-metals.co.jp/products/elec/tel/pdf/hj-b3-d_c.pdf
- (Hitachi Metals 2016 A) Hitachi Metals 2016. FINEMET EMC Components Catalog. [verkkodokumentti]. [viitattu 15.04.2018]. Saatavissa: <https://www.hitachi-metals.co.jp/e/product/elec/tel/pdf/hl-fm4-k.pdf>
- (Hitachi Metals 2016 B) Hitachi Metals 2016. Nanocrystalline soft magnetic material FINEMET®. [verkkodokumentti].[viitattu 15.04.2018]. Saatavissa: <https://www.hitachi-metals.co.jp/products/elec/tel/pdf/hl-fm9-h.pdf>

- (Hsieh et al. 2015) H. I. Hsieh, P. C. Lin & G. C. Hsieh 2015, "Design and implementation of the digitally-controlled active EMI filter (DSP-AEF) for noise reduction applications", *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, pp. 1.
- (IEV) IEC 60050(161), *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Chapter 161: Electromagnetic compatibility*
- (Ji et al. 2016) J. Ji, W. Chen & X. Yang 2016, "Design and precise modeling of a novel Digital Active EMI Filter", *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 3115.
- (Laeuffer 2016) Laeuffer, J. (2016). Electromagnetic Design of H.F. Converters and Drives. KONE Oyj:n sisäisen EMC koulutuksen materiaali.
- (Magnetics 1995) Magnetics 1995. Common Mode Inductors for EMI Filters Require Careful Attention to Core Material Selection. [verkko-dokumentti]. [viitattu 30.03.2018]. Saatavissa: <https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/File-Library/Product%20Literature/Ferrite%20Literature/fcs5.pdf?ext=.pdf>
- (Magnetics 2015) Magnetics 2015. POWDER CORES Catalog 2015. [Verkkodokumentti]. [viitattu 14.04.2018]. Saatavissa: <https://www.mag-inc.com/getattachment/Design/Design-Guides/2015-Magnetics-Powder-Core-Catalog.pdf?lang=en-US>

- (Magnetics 2016) Magnetics 2016. Magnetics XFlux® Cores. [verkkodokumentti]. [viitattu 30.03.2018] Saatavissa: <https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/File-Library/Product%20Literature/Powder%20Core%20Literature/XFlux-Tech-Bulletin-2016-EN.pdf>
- (Magnetics 2017) Magnetics 2017. Ferrite Core Catalog 2017. [verkkodokumentti]. [viitattu 29.03.2018] Saatavissa: <https://www.mag-inc.com/Design/Technical-Documents/Ferrite-Core-Documents>
- (Magnetics 2018 A) Magnetics 2018. Inductor Cores: Materials and Shape Choices. [verkkosivusto]. [viitattu 14.4.2018] Saatavissa: <https://www.mag-inc.com/Design/Design-Guides/Inductor-Cores-Material-and-Shape-Choices>
- (Magnetics 2018 B) Magnetics 2018. Learn More about Kool Mu Cores. [verkkosivusto]. [viitattu 14.4.2018] Saatavissa: <https://www.mag-inc.com/Products/Powder-Cores/Kool-Mu-Cores/Learn-More-about-Kool-Mu-Cores>
- (Magnetics 2018 C) Magnetics 2018. Learn More about Powder Cores. [verkkosivusto]. [viitattu 14.4.2018] Saatavissa: <https://www.mag-inc.com/products/powder-cores/learn-more-about-powder-cores>

- (Magnetics 2018 D) Magnetics 2018. Learn More about MPP Cores. [verkkosivusto]. [viitattu 14.04.2018]. Saatavissa: <https://www.mag-inc.com/Products/Powder-Cores/MPP-Cores/Learn-More-about-MPP-Cores>
- (Magnetics 2018 E) Magnetics 2018. Learn More about High Flux Cores. [verkkosivusto]. [viitattu 14.04.2018]. Saatavissa: <https://www.mag-inc.com/Products/Powder-Cores/High-Flux-Cores/Learn-More-about-High-Flux-Cores>
- (Magnetics 2018 F) Magnetics 2018. Learn More about Ferrite Cores. [verkkosivusto]. [viitattu 14.4.2018] Saatavissa: <https://www.mag-inc.com/Products/Ferrite-Cores/Learn-More-about-Ferrite-Cores>
- (McLyman 2004) McLyman, C.W.T. (2004). Transformer and Inductor Design Handbook. 3rd edition. New York: Marcel Dekker, Inc.
- (Metglas 2018) Metglas 2018. Magnetic Materials. [verkkosivusto]. [viitattu 14.4.2018] Saatavissa: <https://metglas.com/magnetic-materials/>
- (MICROMETALS 2007) MICROMETALS 2007. Power Conversion & Line Filter Applications. [verkkodokumentti]. [viitattu 30.03.2018]. Saatavissa: <https://www.micrometals.com/materials/pc>
- (Mohan et al. 2003) Mohan, N., Undeland, T.M. ja Robbins, W.P. (2003). Power Electronics: Converters, Applications and Design, 3rd Edition. New York: John Wiley and Sons.

- (Montrose 1999) Montrose, M. (1999). *EMC and the Printed Circuit Board: Design, Theory, and Layout Made Simple*. Institute of Electrical and Electronics Engineer, Inc. ISBN: 0-780-34703-X
- (Nave 1991) M. J. Nave 1991, "On modeling the common mode inductor", *IEEE 1991 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 452.
- (Ott 1988) Ott, H.W. (1988). *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*. 2nd edition. New York: Wiley, cop.
- (Roc'h et al. 2012) A. Roc'h & F. Leferink 2012, "Nanocrystalline Core Material for High-Performance Common Mode Inductors", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 54, no. 4, pp. 785-791.
- (Roc'h 2012) Roc'h, A. 2012. *Behavioural Models for Common Mode EMI Filters*. Väitöskirja. University of Twente. Sähkötekniikan tiedekunta, Matematiikan ja tietojenkäsittelytieteen osasto.
- (Sakulhirirak et al. 2008) Sakulhirirak, D., Tarateeraseth, V., Khan-ngern, W. & Yoot-hanom, N. 2008, "A new simultaneous conducted electromagnetic interference measuring and testing device", *IEEE* , pp. 606.
- (SCHWARZBECK 2015) SCHWARZBECK Mess-Elektronik 2015. [verkkodokumentti]. [viitattu 15.04.2018]. Saatavissa: <http://schwarzbeck.de/Datenblatt/k8301.pdf>

- (Schwenk et al. 2015) H. Schwenk, J. Beichler, W. Loges & C. Scharwitz 2015, "Actual and Future Developments of Nanocrystalline Magnetic Materials for Common Mode Chokes and Transformers", *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pp. 1.
- (Shin et al. 2015) D. Shin, S. Kim, G. Jeong, J. Park, J. Park, K. J. Han & J. Kim 2015, "Analysis and Design Guide of Active EMI Filter in a Compact Package for Reduction of Common-Mode Conducted Emissions", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, no. 4, pp. 660-671.
- (Stahl et al. 2010) Stahl, J., Kuebrich, D., Bucher, A. & Duerbaum, T. 2010, "Characterization of a modified LISN for effective separated measurements of common mode and differential mode EMI noise" , pp. 935.
- (Tarateeraseth 2012) V. Tarateeraseth 2012, "EMI filter design: Part III: Selection of filter topology for optimal performance", *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 1, no. 2, pp. 60-73.
- (TDK 2014) TDK 2014. Ferrite Summary. [verkkodokumentti]. [viitattu 29.03.2018] Saatavissa: https://product.tdk.com/info/en/catalog/datasheets/ferrite_summary_en.pdf
- (Tihanyi 1995) Tihanyi, L. (1995). *Electromagnetic Compatibility in Power Electronics*. IEEE Press.

- (Ting et al. 1996) Guo, T., Chen, D.Y. & Lee, F.C. 1996, "Separation of the common-mode- and differential-mode-conducted EMI noise", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 480-488.
- (Vacuumschmelze 2016) Vacuumschmelze 2016. EMC Products Based On Nanocrystalline VITROPERM. [verkkodokumentti]. [viitattu 30.03.2018]. Saatavissa: http://www.vacuumschmelze.com/fileadmin/Medienbibliothek_2010/Downloads/KB/NanocrystallineVITROPERM-EMC-Products-2016_01.pdf
- (Williams 2007) Williams, T. (2007). *EMC for Product Designers*, 4th Edition. Burlington: Elsevier Ltd.
- (Yang et al. 2014) Y. Yang, X. Chang, W. Chen & X. Yang 2014, "Implementation of a MOSFET-based active differential mode EMI filter in DC/DC converter", *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, pp. 1345.
- (Ye et al 2004) Sheng Ye, W. Eberle & Yan-Fei Liu 2004, "A novel EMI filter design method for switching power supplies", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1668-1678.

LIITTEET

LIITE I: Amperen lain johtaminen

Tässä liitteessä on esitetty Amperen lain johtaminen yhtälössä 6.5.1 esitettyyn muotoon.

Amperen lain integraalimuoto suljetun silmukan tapauksessa on

$$\oint B * dl = \mu I$$

jossa B on magneettivuontiheys ja dl on johtimen pituusalkio. Magneettivuontiheyden sijaan voidaan myös käyttää magneettikentän voimakkuutta H , jolloin yhtälö muuttuu muotoon

$$\oint H * dl = I.$$

Työssä suunniteltujen kuristimien tapauksessa on kyse useammasta kuin yhdestä käämikierroksesta, joten yhtälöön lisätään käämikierrosten määrä N , jolloin yhtälö muuttuu muotoon

$$\oint H * dl = NI$$

josta saadaan

$$NI = H * l_e$$

jossa l_e on magneettinen pituus. Ratkaistaessa ylläoleva yhtälö magneettikentän voimakkuuden suhteen, saadaan

$$H = \frac{N * I}{l_e}$$

Tiedetään, että

$$H = \frac{B}{\mu_0 \mu_r}$$

joten sijoittamalla magneettivuontiheyden B tilalle kyllästysvuontiheys B_{sat} , saadaan yhtälö muotoon.

$$\frac{B_{sat}}{\mu_0 \mu_r} = \frac{N * I}{l_e}$$

On syytä huomata, että kuristin on täysin kyllästynyt, jos ylläolevan yhtälön vasen puoli ei ole suurempi kuin oikea puoli.

Ratkaisemalla ylläoleva yhtälö virran suhteen ja sijoittamalla virran tilalle yhteismuotoinen virta I_{CM} , saadaan yhtälö

$$I_{CM} = \frac{B_{sat} * l_e}{\mu_0 \mu_r * N}$$

jolla voidaan laskea 100 % kyllästymisen aiheuttaman yhteismuotoisen virran suuruus. Yhtälö voidaan muuttaa erilaisiin muotoihin, kuten esimerkiksi alla oleviin, jotka voivat nopeuttaa laskemista.

$$I_{CM} = \frac{B_{sat} * A_e}{\mu_0 \mu_r * \frac{A_e}{l_e} * N}$$

$$I_{CM} = \frac{B_{sat} * A_e}{A_L * N}$$

$$I_{CM} = \frac{B_{sat} * A_e}{L}$$

LIITE II: Esimerkki kuristimen suunnittelun vaiheista

Perustiedot datalehdistä:

Malli: ZW48613TC

$$\mu_r = 10\,000 \pm 30\%$$

$$OD_{\max} = 87,38 \text{ mm (Maksimi ulkohalkaisija)}$$

$$ID_{\min} = 53,89 \text{ mm (Minimi sisähalkaisija)}$$

$$H = 13,34 \text{ mm (Korkeus)}$$

$$A_L = 11\,040 \text{ mH/1000 käämikierrosta } \pm 30\% \text{ (Merkitään 1000 T)}$$

$$l_e = 214,9 \text{ mm}$$

$$A_e = 188,8 \text{ mm}^2$$

$$B_{\text{sat}} = 0,39 \text{ T}$$

1. Käämilangan mitoitus

$$A_{\text{cu}} = \frac{I_{\text{rms}}}{400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}}$$

$$A_{\text{cu}} = \frac{24 \text{ A}}{400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = 0,06 \text{ cm}^2 = 6 \text{ mm}^2$$

Käämilangalla, jolla on 6 mm^2 poikkipinta-ala, on $2,764 \text{ mm}$ halkaisija. Tällöin tulisi valita lähin suuremmalla halkaisijalla olevan käämilanka, jota on saatavilla. Tässä tapauksessa siis $2,8 \text{ mm}$ tai $3,0 \text{ mm}$ halkaisijallinen käämilanka olisi hyvä. Laboratoriolla on kuitenkin valmiina $2,0 \text{ mm}$ halkaisijallista kupari, joten käytetään sitä sen sijaan, että tilataan uutta käämilankaa.

2. Valitaan yksittäisen käämityksen peittämäksi alueeksi $\theta_w = 100^\circ$.

Jokaisen vaiheen käämityksen halutaan peittävän 100° sydämeltä. Tällä tavoin hajavuot saadaan minimoitua ja vaiheiden käämitysten väliin jää riittävän suuri ryömintäväli. Täytyy vielä varmistaa, että eri vaiheiden käämitysten väliset ryömintäetäisyydet ovat riittävän suuret.

3. Valitaan sydän

Sydämeksi valitaan Magnetics:n W-tyypin ferriitti, jonka malli on ZW48613TC.

4. Induktanssiksi halutaan 3 mH

5. Lasketaan tarvittavat käämikierrokset

$$N = 1000 \sqrt{\frac{L}{A_L}} = 1000 \sqrt{\frac{3 \text{ mH}}{\frac{11040 \text{ mH}}{1000 \text{ T}}}} = 16,48 \text{ kierrosta}$$

Pyöristetään N ylöspäin, jolloin $N = 17$.

6. Lasketaan montako kierrosta sydämelle mahtuu:

Lasketaan ensin kuristimen sisähalkaisija käämilangan kanssa:

$$\begin{aligned} IC &= \pi(ID_{\min} - d_{\text{cu}}) = \pi(53,89 \text{ mm} - 2,0 \text{ mm}) = \pi(51,89 \text{ mm}) \\ &= 163,02 \text{ mm} \end{aligned}$$

Käämikierrosten maksimimäärä:

$$N_{\max} = \left(\frac{\theta_w}{360^\circ}\right) \left(\frac{IC}{d_{\text{cu}}}\right) = \left(\frac{100^\circ}{360^\circ}\right) \left(\frac{163,02 \text{ mm}}{2,0 \text{ mm}}\right) = 22,64$$

Käämikierroksia mahtuu riittävästi yhdelle sydämelle.

7. Approksimoidaan CM kyllästysvirtaa $0,7B_{\text{sat}}$ kyllästysvuontiheyden arvon kanssa.

$$I_{CM} = \frac{0,7B_{sat}l_e}{\mu_0\mu_r N} = \frac{0,7*0,39 T*0,2149 m}{4\pi*10^{-7}*10000*17} = 0,2746 A = 274,6 mA$$

Vertaamalla yllä olevaa kyllästysvirran tulosta taulukosta 7.4 löytyvään tulokseen voidaan huomata, että tulos on eri. Syy on eri arvojen käyttäminen laskennassa. Taulukon 7.4 arvot ovat laskettu yhtälöllä 6.5.2 ja A_L arvona ei ole käytetty nominaaliarvoa, vaan induktanssimittausten perusteella laskettua A_L arvoa.

8. Lasketaan hajavuon arvo

$$L_{dm} = \frac{\mu_0 A_e N^2}{l_e \sqrt{\left[\frac{\theta_w}{360^\circ} + \frac{\sin\left(\frac{\theta_w}{2}\right)}{\pi} \right]}} = \frac{4\pi*10^{-7}*0,0001888m^2*17^2}{l_e \sqrt{\left[\frac{100^\circ}{360^\circ} + \frac{\sin\left(\frac{100^\circ}{2}\right)}{\pi} \right]}}$$

$$= \frac{4\pi*10^{-7}*0,0001888m^2*17^2}{l_e \sqrt{\left(\frac{100^\circ}{360^\circ} + \frac{\sin\left(\left(\frac{100^\circ}{2}\right)\pi\right)}{\pi} \right)}} = 4,42*10^{-7} H$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{\pi}{A_e} \frac{l_e}{3}} = 62,83$$

$$\mu_{dm} = 2,5\gamma^{1,45} = 1012,20$$

$$L_\sigma = 2,5\mu_0 N_L^2 \frac{A_e}{l_{eff}} \left(\frac{l_e}{3} \sqrt{\frac{\pi}{A_e}} \right)^{1,45} = 27,76 \mu H$$

9. Lasketaan eromuotoinen kyllästysvirta $0,7B_{sat}$ arvoa käyttäen

$$I_{dm} = \frac{0,7B_{sat}NA_e}{L_\sigma} = \frac{0,7 * 0,39T * 17 * 0,0001888m^2}{27,76 * 10^{-6} H} = 31,56 A$$

LIITE III: Kupari ja alumiini käämilankoina

Kuristimissa voidaan käyttää sekä kuparia että alumiinia käämilankana.

Kuparilla on pienempi resistiivisyys kuin alumiinilla, joten sillä on pienempi resistanssi kuin saman pituisella ja paksuisella alumiinilla. Molempien materiaalien resistiivisyydet ja suhteelliset permeabiliteetit ovat esitetty alla olevassa taulukossa.

Taulukko I. Alumiinin ja kuparin resistiivisyys ja suhteelliset permeabiliteetit.

Materiaali	ρ [Ωm] (20 °C)	μ_r
Alumiini	$2,65 * 10^{-8}$	1,000022
Kupari	$1,68 * 10^{-8}$	0,999994

Alumiini- ja kuparilankojen ollessa saman pituisia ja paksuisia, on kuparilla pienemmät käämihäviöt ja siten pienempi vaikutus kuristimen lämpötilan kasvuun. Tapauksissa, joissa alumiinilangan resistanssi halutaan pienentää vastaamaan alun perin kuparilangalla saatua resistanssia, on alumiinilangan halkaisijaa kasvatettava, jolloin käämitys vie enemmän tilaa sydämen pinnalta. Niissä tapauksessa käämikierrokset eivät välttämättä enää mahdu yhteen kerrokseen, jolloin käämien väliset kapasitanssit kasvavat, kun käämityksestä tehdään kaksokerroksinen. Mikäli yksikerroksinen käämitys on vaatimus, niin sydämen kokoa saatetaan joutua kasvattamaan alumiinia käytettäessä.

Alumiinin etu on sen hinta ja keveys. Alumiini on kevyempää kuin kupari, joten samanlaisille sydämille käämitettyjen kuristimien kokonaispaino on pienempi alumiinia käytettäessä.

Alla olevaan taulukkoon on laskettu alumiinilangan halkaisija, jolla saadaan vasemmassa sarakkeessa olevaa kuparilankaa vastaava resistanssi. Käämilangan pituutena on käytetty 1,5 metriä ja taajuutena 50 Hz. Varsinaiset laskennat on tehty Python ohjelmistolla math -kirjastoa käyttäen. Aluksi laskettiin 1,5m pitkän kuparin resistanssi taulukon vasemmassa sarakkeessa ilmoitetulla halkaisijalla, jonka jälkeen laskettiin takaperin vastaavan resistanssin saavan alumiinilangan halkaisija.

Taulukko II. Vertailua alumiini- ja kuparilangan halkaisijoista. Vasemmassa sarakkeessa on esitetty kuparilangan halkaisija ja oikeassa sarakkeessa alumiinilangan halkaisija, jolla on sama resistanssi kuin vasemman sarakkeen kuparilangalla.

d_{cu}	d_{al}
0,5 mm	0,63 mm
0,75 mm	0,94 mm
1,0 mm	1,26 mm
1,25 mm	1,57 mm
1,5 mm	1,88 mm
1,75 mm	2,20 mm
2,0 mm	2,51 mm
2,25 mm	2,83 mm
2,5 mm	3,14 mm
2,75 mm	3,45 mm
3,0 mm	3,77 mm

Ylläolevasta taulukosta huomataan, että alumiinilankaa käytettäessä käämilangan halkaisijaa on kasvatettava keskimäärin noin 25,6 %, jos halutaan saada sama resistanssin arvo kuin vasemmassa sarakkeessa olevalla kuparilla.

Tunkeutumissyvyys

Taajuuden kasvaessa tapahtuu niin sanottua virran ahtautumista, jossa virta ei enää kuljekaane koko johtimessa, vaan se alkaa ahtautua johtimen reunalle. Tietyllä taajuudella johtimen keskelle muodostuu alue, jossa ei enää kulje virtaa ollenkaan. Kyseinen taajuus riippuu johtimen materiaalista ja halkaisijasta. Taajuuden kasvaessa virrattoman alueen poikkipinta-ala alkaa kasvaa ja levitä kohti johtimen reunaa, jolloin virta ahtautuu yhä pienemmälle alueelle ja johtimen resistanssi kasvaa kyseisellä taajuudella.

Syvyyttä, jossa virta voi kulkea johtimessa eri taajuuksilla, kutsutaan tunkeutumissyvyudeksi. Se voidaan laskea yhtälöllä

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}}$$

jossa ω on kulmataajuus, σ on materiaalin johtavuus ja μ on permeabiliteetti, joka on materiaalin suhteellinen permeabiliteetin μ_r ja tyhjiön permeabiliteettien μ_0 tulo. Käyttämällä johtavuuden käänteisarvoa eli resistiivisyyttä ρ , saadaan yhtälö muotoon

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} .$$

Alla olevaan taulukkoon on laskettu tunkeutumissyvyyksiä alumiinille eri taajuuksilla sekä kuparille että alumiinille. Laskennat tehtiin Pythonilla käyttäen math -kirjastoa.

Taulukko III. Alumiinin ja kuparin tunkeutumissyvyyksiä viidellä eri taajuudella.

Materiaali	50 Hz	60 Hz	1 kHz	10 kHz	1 MHz
Alumiini	11,57 mm	10,58 mm	2,59 mm	0,82 mm	0,082 mm
Kupari	9,23 mm	8,42 mm	2,06 mm	0,65 mm	0,065 mm

Taulukosta nähdään, että alumiinissa tunkeutumissyvyys on reilu 25 % suurempi kuin kuparissa.

Tässä diplomityössä ei oteta kantaa alumiinin ja kuparin resistiivisyyksien muutoksiin lämpötilojen suhteen. Lisäksi niiden kyky siirtää lämpöä on myös rajattu pois tästä työstä. Edellä mainittuja asioita olisi kuitenkin hyvä tutkia myöhemmin vertailun vuoksi.